

*PRACE*

***INSTYTUTU  
ŁĄCZNOŚCI***



*1991*  
*98*

# PRACE INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

BIBLIOTEKA  
Instytutu Łączności  
Nr \_\_\_\_\_

40 lat  
Instytutu Łączności  
1951-1991

Komitet Redakcyjny  
Redaktor Naczelny: dr inż. Krystyn Plewko  
Z-ca Redaktora Naczelnego: dr inż. Stanisław Sońta  
Redaktorzy Działowi:  
doc. dr inż. Włodzimierz Barjaś  
doc. dr inż. Alina Karwowska-Lamparska  
inż. Maria Łopuszniak

© Copyright by Instytut Łączności, Warszawa 1991

ISSN 00-20-451X

Redaktor mgr Krystyna Juszkiewicz  
Montaż tekstu techn. Grażyna Woźnica

---

Instytut Łączności, Dział Ogólnotechniczny  
ul. Szachowa 1, 04-894 Warszawa

**40** lat  
Institutu Łączności  
1951-1991

We wrześniu 1991 roku mija czterdzieści lat od chwili powołania Instytutu Łączności - centralnej jednostki naukowo-badawczej resortu łączności. Instytut Łączności jest merytorycznym kontynuatorem działalności Państwowego Instytutu Telekomunikacyjnego (1934-1951).

Niniejszy zeszyt "Prac Instytutu Łączności" wydano z okazji tego jubileuszu.

W artykule wstępnym dyrektor Instytutu Łączności prof.dr inż. Andrzej Zieliński przypomina okoliczności powstania Instytutu i jego rozwój w okresie czterdziestolecia. Omawia również podstawowy dorobek merytoryczny oraz osiągnięcia naukowe i techniczne kadry pracowników Instytutu. Przedstawia także podstawowe kierunki działania Instytutu Łączności w bliższej i dalszej przyszłości.

Kolejne artykuły zamieszczone w niniejszym zeszycie "Prac It" obrazują wybrane fragmenty bieżących prac naukowych prowadzonych w Instytucie Łączności.

REDAKCJA

В сентябре 1991 г. исполнилось 40 лет от основания Института Связи - центрального научно-исследовательского учреждения ведомства связи. Институт Связи является также континуатором работы Государственного института электрической связи /ПИТ/, работающего в период 1934-1951 гг.

Настоящий сборник издается в связи с этим юбилеем.

Во вступительной статье директор Института Связи проф. др. инж. Анджей Зелински напоминает историю института и его развитие в период 40 летия. Оговаривает также основные научно-исследовательские и технические достижения работников Института Связи. Представляет также основные направления деятельности Института в ближайшее время и в будущем.

В помещенных статьях рассматриваются результаты выбранных текущих исследовательских работ проводимых в Институте Связи.

РЕДАКЦИЯ

In September 1991 elapses forty years since the creation of the Telecommunication Institute - the central institution in the field of scientific investigations of the government department of telecommunication. The Telecommunication Institute is essentially the continuator of the activity of the State Telecommunication Institute (1934-1951).

The present number of the "Proceedings of the Telecommunication Institute" was published on the occasion of the anniversary.

In the leading article the managing director of the Telecommunication Institute, prof. Andrzej Zieliński reminds of the circumstances of the creation of the Institute and its development in the period of forty years. He also treats of the fundamental substantial scientific output and of the research and technological achievements of the personnel of the Telecommunication Institute. He also describes the fundamental lines of activity of the Telecommunication Institute in the near and more distant future.

The subsequent articles, published in the present number of the "Proceedings of the Telecommunication Institute", represent the selected fragments of the current research works, conducted in the Telecommunication Institute.

EDITORIAL STAFF

C'est en septembre 1991 que s'écoule quarante ans de la date de fondation de l'Institut de Télécommunications - d'une institution scientifique et de recherches centrale du ressort de télécommunications. Institut de Télécommunications est un successeur de la nature essentielle de l'activité de l'Institut d'Etat des Télécommunications (1934-1951).

Ce numéro de "Prace Instytutu Łączności" - travaux des recherches de l'Institut des Télécommunications paraît à l'occasion de ce jubilé.

Dans l'éditorial c'est Directeur en chef M. le professeur Andrzej Zieliński qui fait rappeler des circonstances de création de l'Institut et de son développement au cours de ces quarante années. Il présente aussi les principaux succès de la domaine scientifique et de recherches de la cadre de chercheurs de l'Institut ainsi que lignes principales de l'activité de l'Institut de Télécommunications à l'avenir, celle proche et éloignée.

Les articles suivants de ce numéro de "Prace It" montrent les fragments choisis des travaux scientifiques menés actuellement à l'Institut.

RÉDACTION

Im September 1991 vergeht vierzig Jahre von Bildung des Instituts für Fernmeldewesen - der zentralen wissenschaftlichen Forschungseinheit des Ressorts für Nachrichtenwesen. Das Institut für Fernmeldewesen ist meritorischer Fortsetzer der Tätigkeit des Staatlichen Telekommunikationsinstituts (1934-1951).

Dieses Heft der "Arbeiten des Instituts für Fernmeldewesen" (Prace Instytutu Łączności) wurde anlässlich des Jubiläums herausgegeben.

Im Leitartikel erinnert der Direktor des Instituts für Fernmeldewesen Prof. Dr Ing. Andrzej Zieliński die umstände der Entstehung des Instituts und seine Entwicklung während der 40 Jahre. Er bespricht auch die meritorische Grundleistung und wissenschaftliche und technische Erreichungen der Arbeiter des Instituts. Er stellt auch die Tätigkeitsrichtungen des Instituts für Fernmeldewesen in naher und ferner Zukunft dar.

Die folgenden in diesem Heft gedruckten Artikel schildern die ausgewählten Ausschnitte der laufenden im Institut für Fernmeldewesen geführten wissenschaftlichen Arbeiten.

REDAKTION



SPIS TREŚCI

1. Andrzej Zieliński - Czterdziestolecie Instytutu łączności (1951-1991) .....	11
2. Lucjan Gęborys - Metodyka obliczeń jakości transmisji w cyfrowych liniach radiowych o dużej przepływności (140 Mbit/s) .....	57
3. Lucjan Gęborys, Edward Dumania - Metodyka projektowania cyfrowych linii radiowych o małej i średniej przepływności .....	91
4. Arnold Kawecki - Ocena przewidywania tłumienia fali w linii satelitarnej w Polsce (tekst w jęz. angielskim) .....	145
5. Arnold Kawecki - Ekstremalne tłumienie fali w linii satelitarnej a stabilizacja kumulatywnego rozkładu tłumienia .....	157
6. Wojciech Parobczak - Możliwości praktycznego wykorzystania filtrów helikalnych w technice antenowych instalacji zbiorowych .....	171
7. Marian Ligmanowski - Wyznaczanie minimalnego pokrycia funkcji logicznych częściowo określonych .....	201
8. Krzysztof Borzycki - Modele nadajnika i odbiornika do światłowodowego traktu liniowego 155 Mbit/s .....	223



## СОДЕРЖАНИЕ

1. Анджей Зелински - 40 лет Института Связи ..... / 1951 - 1991 / .....	11
2. Люцян Гемборьс - Методика расчета качества передачи в цифровых радиорелейных линиях с большой пропускной способностью ( 140 Мбит/с ) .....	57
3. Люцян Гемборьс, Эдвард Думаня - Методика проектиро- вания цифровых радиорелейных линий с малой и средней пропускной способностью .....	91
4. Арнольд Кавэцки - Оценка прогноза ослабления радио- волн в спутниковой линии в Польше .....	145
5. Арнольд Кавэцки - Экстремальное ослабление волны в спутниковой линии а стабилизация кумулятивного рас- пределения ослабления .....	157
6. Войцех Паробчак - Возможности практического исполь- зования геликальных фильтров в технике коллективных антенн .....	171
7. Марян Лигмановски - Нахождение кратчайшего покрытия неполностью определенных логических функций .....	201
8. Кшиштоф Божицки - Модели передатчика и приемника оптического линейного тракта 155 Мбит/с .....	223

## CONTENS

1. Andrzej Zieliński - 40 years of the Telecommunication Institute (1951-1991) .....	11
2. Lucjan Gęborys - Calculation methodology of the trans- mission quality in the digital radio links of the high bit rate (140 Mbit/s) .....	57
3. Lucjan Gęborys, Edward Dumania - Design methodology of the digital radio links of the low and medium bit rates .....	91

4. Arnold Kawecki - The evaluation of earth-space path attenuation predictions in Poland .....	145
5. Arnold Kawecki - Extremal wave attenuation in earth-space path and stability of cumulative attenuation distribution .....	157
6. Wojciech Parobczak - Possibilities of practical utilization of the helical filters in the technics of community antenna installations .....	171
7. Marian Ligmanowski - Minimal covering incompletely specified logical functions determining .....	201
8. Krzysztof Borzycki - Optical fiber transmitter and receiver modules for 155 Mbit/s transmission system .	223

## SOMMAIRE

1. Andrzej Zieliński - Quarante ans 1951-1991 de l'Institut de Telecommunications .....	11
2. Lucjan Gęborys - La methode de calculs de la qualite de transmission par faisceaux hertziens numeriques a grand debit (140 Mbit/s) .....	57
3. Lucjan Gęborys, Edward Dumania - La methode d'elaboration du projet des numeriques liaisons hertziennes a faible et moyen debit .....	91
4. Arnold Kawecki - Evaluation de la prévision de l'affaiblissement de l'onde sur des liaisons par satellite .....	145
5. Arnold Kawecki - Affaiblissement extremal d'une liaison terre-satellite et stabilité de la distribution cumulative de l'affaiblissement .....	157
6. Wojciech Parobczak - Les moyens d'utilisation pratique des filtres helicoidals pour les antennes collectives .....	171
7. Marian Ligmanowski - Calcul de la couverture minimale des fonctions logiques partiellement determinees ....	201
8. Krzysztof Borzycki - Les modeles d'un emetteur et d'un recepteur pour une liaison optique a 155 Mbit/s	223

## INHALTVERZEICHNIS

1. Andrzej Zieliński - 40 Jahre des Instituts für Fernmeldewesen (1951-1991) .....	11
2. Lucjan Gęborys - Berechnungsmethode der Übertragungsqualität in digitalen Richtfunkverbindungen mit grosser Kapazität (140 Mbit/s) .....	57
3. Lucjan Gęborys, Edward Dumania - Projektierungsmethode der Richtfunkverbindungen mit kleiner und mittlerer Kapazität .....	91
4. Arnold Kawecki - Schätzung der Prognosierung der Wellendämpfung in der Satellitenlinie im Polen .....	145
5. Arnold Kawecki - Extremale Dämpfung der Welle in der Satelliten-Linie und Stabilisierung der kumulativen Dämpfungsverteilung .....	157
6. Wojciech Parobczak - Möglichkeiten der praktischen Ausnutzung der Helical-Filter in der Technik der Gemeinschaftsantennen .....	171
7. Marian Ligmanowski - Bestimmung der minimalen Deckung der teilig bestimmten logischen Funktionen .....	201
8. Krzysztof Borzycki - Modelle des Senders und Empfängers für 155 Mbit/s Lichtwellenübertragungsleiter ...	223

Andrzej Zieliński

621.39(091)

CZTERDZIESTOLECIE INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI  
(1951 - 1991)

## POWSTANIE I ROZWÓJ INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI W LATACH 1951-1991

Instytut łączności został powołany Zarządzeniem Ministra Poczty i Telegrafów z dnia 18 września 1951 roku w wyniku podziału Państwowego Instytutu Telekomunikacyjnego na dwa instytuty, a mianowicie na Instytut Łączności podległy resortowi poczty i telegrafów (później przekształconemu w resort łączności) oraz na Przemysłowy Instytut Telekomunikacji - podległy wówczas resortowi przemysłu ciężkiego. Państwowy Instytut Telekomunikacyjny od chwili jego utworzenia w roku 1934, a także po przerwie wojennej do roku 1951 był jednostką naukowo-badawczą Ministerstwa Poczty i Telegrafów. Tak więc Instytut Łączności jest kontynuatorem tradycji i zadań realizowanych przez Państwowy Instytut Telekomunikacyjny na rzecz resortu łączności i polskiej telekomunikacji.

W początkowym okresie siedzibą It była część budynku dawnego PIT w Warszawie przy ul. Ratuszowej 11. Podział PIT spowodował, że w roku 1951 Instytut Łączności stał się niewielką jednostką naukowo-badawczą, dysponującą skromną bazą lokalową i techniczną, zatrudniającą niespełna stu pracowników. W Instytucie działało wówczas sześć następujących Zakładów: teletransmisji przewodowej, techniki łączenia, radiokomunikacji, urządzeń zasilających i miernictwa. Ponieważ z upływem czasu pomieszczenia Instytutu przy ul. Ratuszowej stały się niewystarczające, podjęto budowę nowego obiektu w Miedzeszynie na obrzeżach Warszawy, do którego Instytut przeniósł się w roku 1955, dzięki czemu stało się możliwe dalsze rozszerzenie zakresu prac i stanu osobowego It.

Warto w tym miejscu odnotować, że pierwszym dyrektorem Instytutu Łączności był mgr inż. Stefan Felman (1951-1953). W czterdziestoletniej historii Instytutu Łączności kolejnymi dyrektorami byli: doc. Tadeusz Rzymkowski (1953-1958), prof. Zenon Szpigler (1958-1970), prof. Andrzej Zieliński (1970-1980), prof. Edward Kowalczyk (1980-1981). Od stycznia do czerwca 1981 obowiązki dyrektora It pełnił prof. Władysław Majewski, a dalej do września tego roku - mgr inż. Jerzy Węclawek. We wrześniu 1981 r. powrócił na stanowisko dyrektora prof. Andrzej Zieliński.

Znacznie więcej szczegółów historii powstania i działalności Państwowego Instytutu Telekomunikacyjnego, a także działalności Instytutu Łączności w pierwszych trzydziestu paru latach jego istnienia znaleźć można w specjalnym zeszycie "Prac Instytutu Łączności" (nr 91, 1984), wydanym z okazji 50 lat działalności instytutów naukowo-badawczych w resorcie łączności.

W dalszych fragmentach niniejszego artykułu zostaną przypomniane najważniejsze wydarzenia dotyczące zmian organizacyjnych i statutowej działalności Instytutu w minionym czterdziestolecu. Scharakteryzowane będą istotne osiągnięcia naukowo-badawcze It oraz na zakończenie zostaną sformułowane perspektywy i kierunki dalszej działalności Instytutu w nadchodzących latach.

#### ZMIANY ORGANIZACYJNE

Już w początkowym okresie działalności Instytutu Łączności (1952-1956) nastąpił szybki jego rozwój organizacyjny, polegający na rozpoczęciu działalności następnych siedmiu zakładów. W dalszych latach powstawały kolejne zakłady i samodzielne pracownie naukowo-badawcze. Ulegały one licznym przekształceniom organizacyjnym i merytorycznym, a także zmieniały swoje nazwy. Warto odnotować, że w pierwszej połowie roku 1991 w Instytucie działały następujące zakłady (lub samodzielne pracownie) naukowo-badawcze:

- sieci telekomunikacyjnych (Z-3),
- podstawowych problemów telekomunikacji (Z-24),
- telekomutacji (Z-4),
- elektroakustyki (Z-9),
- teletransmisji (Z-20),
- telekomunikacji optycznej (Z-25),
- telegrafii (Z-13),
- oprogramowania systemów telegraficznych i telematycznych (Z-6),
- systemów telegraficznych i telematycznych (Z-8),
- teleinformatyki (Z-16),
- autonomicznych systemów teleinformatycznych (Z-26),
- energetyki łączności (Z-5),
- radiokomunikacji, radiofonii i telewizji (Z-1),
- abonenckich systemów radiowych i telewizyjnych (Z-7),
- propagacji fal radiowych (Z-11),
- anten (Z-15),
- kompatybilności elektromagnetycznej (Z-21),
- narażeń elektromagnetycznych (P-18),
- miernictwa i automatyzacji badań (Z-2),
- centralna izba pomiarów telekomunikacyjnych (Z-12),
- informatyki (Z-23),
- języków CCITT (P-17),
- mikroelektroniki hybrydowej (Z-10),
- programowania i koordynacji badań (Z-22).

Nazwy tych zakładów (samodzielnych pracowni) określają profil tematyczny prac naukowo-badawczych prowadzonych ostatnio w Instytucie Łączności. W skład tych zakładów wchodzi pracownia, a niekiedy zespoły problemowe, powoływane na czas określony do wykonywania zleconych im zadań. W toku realizacji są pewne zmiany organizacyjne, mające na celu lepsze dostosowanie struktury IL do nowych zadań Instytutu Łączności. W Instytucie Łączności działa też pewna liczba komórek funkcjonalnych.

W okresie czterdziestoletniej historii Instytutu Łączności miały miejsce także inne istotne zmiany organizacyjne. W roku 1956 dotychczasowy Ośrodek Badawczo-Doświadczalny Urządzeń Nadawczych i Techniki Antenowej we Wrocławiu zostaje prze-

kształcony w Oddział Instytutu, zajmujący się wówczas głównie zagadnieniami anten nadawczych i zakłóceń radioelektrycznych. W tym okresie powstaje w Ił samodzielna Pracownia Elektroniki oraz Ośrodek Doświadczalny Półprzewodników. Ośrodek ten został w roku 1958 przekazany resortowi przemysłu maszynowego, gdzie dał początek Zakładowi Produkcyjnemu Elementów Półprzewodnikowych.

Bardzo duże znaczenie miało utworzenie w roku 1954 w Ił w Warszawie Zakładu Doświadczalnego, którego zadaniem było wykonywanie prac konstrukcyjno-warsztatowych oraz modeli i małych serii urządzeń. Komórka ta istnieje dotychczas jako Oddział Konstrukcyjno-Warsztatowy (OKW). Rozwinięciem tej działalności Instytutu było utworzenie w roku 1975 Oddziału w Puławsku prowadzącego samodzielną działalność produkcyjną. Podobną do OKW działalność prowadzi Wydział Konstrukcyjno-Warsztatowy w Oddziale Instytutu w Gdańsku. W Warszawie-Miedzeszynie istnieje dział zajmujący się produkcją obwodów drukowanych oraz utworzony w roku 1991 Zakład powołany do wytwarzania cienko- i grubowarstwowych mikroukładów hybrydowych.

W roku 1962 powstał w Gdańsku Oddział Ił zajmujący się wówczas zagadnieniami radiokomunikacji, telegrafii, teletransmisji przewodowej, telekomutacji i akustyki. W roku 1968 wydzielono z Ił Zakład Techniki i Organizacji Poczty, który stał się zaczątkiem Centralnego Ośrodka Organizacji i Mechanizacji Poczty - nowej samodzielnej komórki naukowo-badawczej resortu łączności.

W roku 1972 włączono do Ił Zakład Badań i Studiów Teletechniki, co było rezultatem przekazania w tym czasie do resortu łączności zakładów przemysłu telekomunikacyjnego zgrupowanego w Zjednoczeniu TELKOM.

W roku 1987 utworzono Warszawski Oddział Instytutu zlokalizowany na Służewcu w budynku resortu łączności przy ulicy Obrzeźnej 7. Oddział ten specjalizuje się w problemach teleinformatyki i oprogramowaniu systemów telekomunikacyjnych.

Na koniec należy stwierdzić, że dzisiaj Instytut Łączności, poza centralą w Warszawie-Miedzeszynie, ma cztery oddziały: w Gdańsku, w Puławsku, w Warszawie i we Wrocławiu.

## POTENCJAŁ KADROWY INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

Z Instytutem Łączności swoje życie zawodowe wiązało bardzo wielu pracowników. W roku 1951 było ich blisko stu, w połowie lat siedemdziesiątych około 1300, zaś w roku 1990 liczba zatrudnionych zmniejszyła się do niespełna 900.

Istotny był wzrost potencjału merytorycznego pracowników Instytutu. Szczególną w tym względzie rolę miała Rada Naukowa Instytutu działająca od roku 1954. Rada ta złożona z wybitnych naukowców i specjalistów z obszaru telekomunikacji jest ciałem opiniodawczym oraz doradczym w sprawach kierunków i metod działania Instytutu. Od roku 1967 Rada Naukowa IŁ uzyskuje prawo nadawania stopni doktorów nauk technicznych oraz wysuwanie i opiniowanie kandydatów do zajmowania stanowisk docentów oraz uzyskania tytułów naukowych profesorów. Od początku jej istnienia do roku 1982 Radzie przewodniczył prof. Janusz Groszkowski, a w latach 1982-1991 prof. Wojciech Oszywa, zaś w roku 1991 Przewodniczącym Rady został wybrany prof. Władysław Majewski.

Wielu pracowników Instytutu uzyskało tytuł profesora oraz zostało mianowanych docentami. Rada Naukowa Instytutu nadała ponad trzydziestu osobom stopień naukowy doktora nauk technicznych, głównie pracownikom IŁ. W końcu 1990 roku było zatrudnionych w Instytucie trzech profesorów, dwunastu docentów oraz 111 adiunktów. Innym wyrazem osiągnięć i wzrostu potencjału merytorycznego pracowników IŁ było przyznanie siedmiu zespołowych nagród państwowych, kilku nagród Przewodniczącego Komitetu Nauki i Techniki oraz kilkudziesięciu nagród Ministrów Łączności oraz Nauki, Szkolnictwa Wyższego i Techniki.

Aktywność merytoryczna pracowników Instytutu wyraża się opublikowaniem około stu książek i podręczników oraz tysięcy artykułów zamieszczonych w czasopiśmie krajowych i zagranicznych. Wygłoszono także setki referatów na konferencjach naukowych i naukowo-technicznych krajowych oraz międzynarodowych. Instytut Łączności był organizatorem lub współorganizatorem kilkudziesięciu konferencji naukowych, w tym międzynarodowych i organizowanych cyklicznie.



W Instytucie Łączności prowadzono szkolenie pracowników resortu łączności, zarówno z eksploatacji jak i z przemysłu, a ponadto wielu pracowników IŁ dzieliło się swoją wiedzą, prowadząc wykłady w wyższych uczelniach krajowych i w telekomunikacyjnym szkolnictwie średnim.

#### KOORDYNACJA PRAC NAUKOWO-BADAWCZYCH

Instytutowi łączności powierzono, w roku 1971, rolę koordynatora i jednego z głównych wykonawców prac badawczo-rozwojowych w dziedzinie telekomunikacji. Rolę tę pełnił Instytut przez dwadzieścia lat - do roku bieżącego. W kolejnych okresach pięcioletnich IŁ był koordynatorem problemów węzłowych, a następnie centralnych programów badawczo-rozwojowych. Instytut był także koordynatorem i wykonawcą wielu problemów resortowo-branżowych i resortowych programów badawczo-rozwojowych, uczestniczył również w realizacji kilku problemów (programów) rządowych. Programy te obejmowały niemal całość zagadnień telekomunikacji, tak przewodowej jak i radiowej. Głównym celem tych programów, a w szczególności problemów węzłowych (centralnych), było połączenie wysiłków kilkudziesięciu ośrodków naukowo-badawczych, rozwojowych i produkcyjnych należących do kilku resortów. Koncentracja środków finansowych i materialnych pozwoliła na realizację najpilniejszych oraz istotnych zadań naukowo-badawczych i wdrożeniowych. Celem nadrzędnym tych programów było stworzenie podstaw technicznych rozwoju jednolitej sieci telekomunikacyjnej Państwa. Mimo trudności, które napotkano w realizacji tego celu, uzyskano znaczące rezultaty wyrażające się opracowaniem i wdrożeniem do produkcji oraz eksploatacji wielu systemów i urządzeń telekomunikacyjnych. Wykonano także liczne opracowania studialne, prognozy i programujące rozwój sieci, a także przepisy eksploatacyjne, normy i zalecenia.

Do zapewnienia właściwej organizacji merytorycznej, formalnej i finansowej powyższych zadań powołano w Instytucie Łączności Zakład Programowania i Koordynacji Badań.

## DZIAŁALNOŚĆ INSTYTUTU NA RZECZ RESORTU ŁĄCZNOŚCI

Instytut Łączności, poza realizacją prac naukowo-badawczych, prowadzi stałą działalność statutową wynikającą z roli centralnej jednostki zaplecza badawczego resortu łączności. Do tej działalności należy, prowadzona przez Centralną Izbę Pomiarów Telekomunikacyjnych (CIPT), legalizacja narzędzi pomiarowych resortu łączności i aparatury wysokiej klasy. CIPT sprawuje także nadzór metrologiczny nad resortowymi Telekomunikacyjnymi Izbami Pomiarowymi.

W roku 1972 w Instytucie Łączności utworzono Resortowy Ośrodek Elektronicznego Przetwarzania Danych. Był to wówczas pierwszy tego rodzaju ośrodek w resorcie łączności wyposażony w dużą maszynę cyfrową, który zapoczątkował wykorzystywanie informatyki do realizacji prac naukowo-badawczych, a także innych prac racjonalizujących działalność resortu. Warto dodać, że obecnie w Instytucie jest zainstalowanych ponad sto zestawów mikrokomputerowych, głównie klas IBM PC-XT oraz AT.

Instytut Łączności prowadzi stałą kontrolę częstotliwości wzorcowej emitowanej przez Radiostację Centralną w Gąbinie. Przez wiele lat w Instytucie była zlokalizowana stacja sondowań jonosferycznych, stanowiąca jedno z ogniw światowego systemu takich sondowań. Wykorzystując opracowane w IŁ metody oraz posiadany potencjał obliczeniowy, Instytut wspomaga działalność resortu w dziedzinie planowania i gospodarki widmem częstotliwości radiowych, ma to istotne znaczenie przy obronie interesów Polski na forum międzynarodowym.

W całym czterdziestoletnim okresie działalności Instytut Łączności realizował bieżące prace naukowo-badawcze, a także inne prace lub ekspertyzy, zlecone mu do wykonania przez resort łączności. W okresie ostatnich lat zwiększył się znacznie zakres badań technicznych sprzętu telekomunikacyjnego. Wyniki tych badań stanowią podstawę do wydawania przez Ministerstwo Łączności, producentom tego sprzętu, świadectw homologacyjnych dopuszczających sprzęt do stosowania w sieci telekomunikacyjnej Państwa.

Biblioteka Instytutu Łączności pełni rolę resortowej biblioteki naukowo-technicznej. Zgromadzono w niej ponad 30 tysięcy woluminów. Zbiory specjalne, łącznie z literaturą techniczno-handlową obejmują blisko 20 tysięcy pozycji. Biblioteka prenumeruje około 350 czasopism, w tym prawie 100 czasopism zachodnich.

Komórką działającą dla potrzeb pracowników It, resortu łączności, a także wszystkich instytucji interesujących się telekomunikacją jest Branżowy Ośrodek Informacji Naukowej, Technicznej i Ekonomicznej (BOINTE). Instytut, w ramach działalności BOINTE, od trzydziestu lat wydaje trzy czasopisma:

- \* "Prace Instytutu Łączności", zawierające artykuły prezentujące oryginalne osiągnięcia pracowników Instytutu (dotychczas wydano blisko sto tomów);
- \* "Biuletyn Informacyjny It" (dawniej "Problemy Łączności"), zawierający opracowania przeglądowe dotyczące ważnych, nowych i przyszłościowych zagadnień telekomunikacji (dotychczas wydano blisko trzysta zeszytów);
- \* "Przegląd Dokumentacyjny Łączności", w którym są zamieszczane analizy ważniejszych, selektywnie wybranych książek, artykułów i dokumentów międzynarodowych instytucji standardyzacyjnych w obszarze telekomunikacji (dotychczas wydano blisko trzysta zeszytów).

W swojej działalności informacyjnej BOINTE wykorzystuje, od roku 1975, opracowany w It z informatyzowany system dokumentacyjnego wyszukiwania informacji z obszaru telekomunikacji. System ten służy do selektywnego, bieżącego wyszukiwania informacji, a także do sporządzania retrospektywnych zestawień dokumentacyjnych na określony temat w postaci wydruków komputerowych analiz dokumentacyjnych.

Instytut prowadzi również działalność normalizacyjną, opracowując normy resortowe dotyczące w szczególności sieci telekomunikacyjnych oraz metod badań anten nadawczych i odbiorczych oraz zakłóceń radioelektrycznych. Od 5 marca 1991 r. Instytut jest członkiem ETSI (Europejskiego Instytutu Standardów

Telekomunikacyjnych), co jest związane z podejmowaniem przez Instytut zwiększonych zadań w tym zakresie.

Instytut Łączności prowadzi szeroką współpracę z zagranicą utrzymując stałe kontakty robocze z instytutami o podobnym profilu działalności w Bułgarii, Czechosłowacji, na Węgrzech i w ZSRR, a ponadto we Francji, Niemczech i we Włoszech. W ostatnim okresie zwiększyła się liczba kontaktów z instytucjami i firmami zachodnimi. Liczni pracownicy Instytutu brali udział w stażach szkoleniowych w USA, Francji, Anglii, Holandii i w innych krajach.

Instytut czynnie uczestniczy w pracach telekomunikacyjnych organizacji międzynarodowych takich, jak UIT, CCITT, CCIR, CISPR, INTERKOSMOS oraz - jak dotychczas - w OWL i RWPG (choć ostatnio w malejącym zakresie). Należy odnotować udział pracowników Instytutu Łączności w działalności Międzynarodowej Unii Telekomunikacyjnej. Kilku pracowników Instytutu zostało oddelegowanych do pracy w UIT, liczniejsza grupa była ekspertami Unii działającymi w Afryce bądź jako wykładowcy, bądź opracowując programy rozwoju telekomunikacji w wielu krajach tego kontynentu.

#### PRACE NAUKOWO-BADAWCZE

W okresie czterdziestu lat działalności Instytutu Łączności zrealizowano tysiące zadań naukowo-badawczych. Nie sposób je wszystkie wymienić w tak krótkim artykule, a tym bardziej wyczerpująco omówić. Z tego względu poniżej zostaną scharakteryzowane najważniejsze kierunki działalności badawczej Instytutu i zostaną wspomniane najistotniejsze osiągnięcia w tym zakresie. Omówione będą kolejno wyniki prac prowadzonych w następujących obszarach:

- sieci telekomunikacyjnych i prac podstawowych;
- telekomunikacji przewodowej obejmującej telekomutację, teletransmisję, aparaty telefoniczne, teleografię, teleinformatykę i urządzenia zasilające;
- radiokomunikacji obejmującej telewizję, radiofonię, radiokomunikację stałą i ruchomą, linie radiowe, łączność sateli-

tarną, systemy zbiorowego odbioru programów radiodfuzyjnych, anteny, propagację fal radiowych, generację i stabilizację częstotliwości oraz kompatybilność elektromagnetyczną;

- miernictwa telekomunikacyjnego wraz z automatyzacją badań i metrologią.

Prace te były lub są prowadzone w dwudziestu paru poprzednio wymienionych zakładach naukowo-badawczych Instytutu. Omówiona będzie także jego działalność doświadczalno-produkcyjna.

### Sieci telekomunikacyjne

Badania dotyczące sieci telekomunikacyjnych były zapoczątkowane w latach sześćdziesiątych, a następnie intensywnie rozwijane od lat siedemdziesiątych do chwili obecnej. W tym czasie opracowano liczne prognozy, koncepcje i programy dotyczące rozwoju polskiej sieci telekomunikacyjnej.

W wyniku wieloletnich prac został zbudowany komputerowy system planowania i optymalizacji sieci telefonicznych wewnątrzstrefowych, wewnątrzokręgowych oraz międzymiastowych. System ten wspomaga planowanie długoterminowe rozwoju sieci. Służy do wariantowych badań modeli sieciowych w czasie odległym, nawet o 20 lat. System umożliwia ocenę parametrów techniczno-ekonomicznych oraz jakość obsługi ruchu w różnorodnych modelach sieciowych. Zaawansowano prace dotyczące komputerowego modelowania i optymalizacji teletransmisyjnej sieci międzymiastowej (przewodowej i radioliniowej), z uwzględnieniem jej cyfryzacji. Tym samym uzyskano komputerowe narzędzia wspomagające opracowanie (w 1990 r.) koncepcji technicznego rozwoju krajowej sieci telekomunikacyjnej w okresie do roku 2010. Koncepcja ta uwzględnia aktualną problematykę cyfryzacji sieci i jej integrację techniczno-usługową oraz stanowi istotny element prac związanych z potrzebami szybkiego rozwoju i technicznej przebudowy krajowej sieci telekomunikacyjnej. Warto podkreślić, że w wyniku roboczej współpracy II z angielskim ośrodkiem badawczym Bell Northern Research uzyskano zbieżność wyników badań

modeli sieci opracowanych przy użyciu własnych urządzeń komputerowych oraz metod informatycznych, stanowiących własność wspomnianego ośrodka.

Prowadzono szeroko zakrojone prace związane z tworzeniem oraz modernizacją planów numeracji oraz planu transmisji. W roku 1983 opracowano plan numeracji dla sieci telegraficznej, w praktyce stosowany do dzisiaj. W roku 1987 opracowano plan numeracji dla polskiej sieci telefonicznej. Plan ten - znany pod symbolem PNK-88 - został wprowadzony do praktyki w roku 1988. Wykonano gruntowną rewizję wcześniejszej, opracowanej w IL, wersji Krajowego Planu Transmisji dla polskiej sieci telefonicznej, tworząc nowy plan o symbolu KPT-86. Uwzględniono w nim ówczesny stan rozwoju telefonii i techniczne możliwości oferowane przez nowoczesne elektroniczne centra-  
le telefoniczne.

W roku 1985 został powołany przy Instytucie Łączności w Warszawie Zakład Podstawowych Problemów Telekomunikacji. Zakład ten jest wspólną placówką naukowo-badawczą Instytutu i Polskiej Akademii Nauk. Ukierunkowaniem prac tego Zakładu zajmowała się Rada Programowa. Ze względu na bardzo niewielką obsadę kadrową prowadzono badania tylko w kilku wybranych kierunkach: analizy osiągnięć techniki światowej w telekomunikacji i na tej podstawie formułowania wniosków dotyczących dalszego rozwoju sieci krajowej, w szczególności jej przekształcenia w sieć zintegrowaną usługowo (ISDN); udziału telekomunikacji w infrastrukturze ekonomicznej Państwa i w jego wzroście gospodarczym, a także metod oceny zysków z telekomunikacji dla rozwoju socjoekonomicznego kraju; problematyki utrzymania i rozpowszechniania krajowej częstotliwości wzorcowej i wzorcowej skali czasu w zakresie niezbędnym do poprawnego funkcjonowania sieci telekomunikacyjnej oraz opracowania podstaw teoretycznych wykorzystywanych przy tworzeniu Krajowego Planu Transmisji dla polskiej sieci telefonicznej.

## Telekomunikacja przewodowa

### Telekomutacja

W latach pięćdziesiątych i sześćdziesiątych prowadzone w Instytucie łączności prace naukowo-badawcze w obszarze komutacji dotyczyły systemów i urządzeń elektromechanicznych. Opracowano wtedy i wdrożono do produkcji m.in. urządzenia do wielokrotnego wykorzystywania łączy abonenckich, zarówno w telefonicznych sieciach miejskich jak i w wiejskich. Współdziałano przy opracowaniu i wdrożeniu do eksploatacji central międzymiastowych typów U50; U57 i W58, a także central systemu krzyżowego typu K65/66. Odnotować należy również opracowanie sygnalizacji komutacyjnej przy współpracy central w wielocentralowych węzłach telefonicznych oraz w łączności międzymiastowej, tzw. systemu "miasto-miasto".

W latach siedemdziesiątych podjęto badania i prace aplikacyjne dotyczące elektronicznych systemów komutacyjnych. Było to związane z zakupem przez Polskę licencji na produkcję francuskiego systemu cyfrowego E10. Wykorzystując zainstalowany w Instytucie model centrali E10 prowadzono prace badawcze i modernizacyjne tego systemu, a także szkolenie pracowników resortu łączności. Opracowano wówczas i wdrożono do produkcji sterowany elektronicznie koncentrator linii abonenckich 60/8. Opierając się na cyfrowych układach elektronicznych o wielkiej i bardzo wielkiej skali integracji (LSI i VLSI) opracowano także mikroprocesorowy przelicznik typu TR80 do central E10, procesor sterujący do koncentratora typu CSAL oraz blok pamięci danych masowych. Opracowano koncepcję mikroprocesoryzacji całego bloku sterowania centrali E10. W późniejszym okresie opracowano zintegrowany blok (ZBC) łączy cyfrowych i translacji o sterowaniu mikroprocesorowym. Urządzenie to integruje w sobie funkcje krotnicy dla łączy PCM oraz zespołu translacji, zapewniających współpracę central E10 z centralami elektromechanicznymi różnych typów.

Prowadzono także badania systemowe dotyczące głównie aspektów przekształcania niezbyt nowoczesnej polskiej sieci telefo-

nicznej w sieć o cyfrowych centralach komutacyjnych, a w perspektywie tej sieci w sieć zintegrowaną usługowo (ISDN). W ostatnim okresie brano udział w analizie kilkunastu systemów komutacyjnych czołowych firm światowych, w tym m.in. systemów SESS, SI2, EWSD, X, AXE10, ADS i DMS. Opracowano również kompleksowe wymagania na cyfrowe systemy komutacyjne przeznaczone do stosowania w polskiej sieci telekomunikacyjnej.

Ze względu na obserwowane ostatnio duże zainteresowanie naszym rynkiem przez zagranicznych producentów sprzętu telekomunikacyjnego, są prowadzone w Instytucie badania techniczne (homologacyjne), mające za zadanie stwierdzenie kompatybilności oferowanych urządzeń z krajową siecią publiczną. Dotychczas zbadano około 80 nowoczesnych central abonenckich i przewiduje się stałe rozszerzanie tych badań.

Znaczącym składnikiem elektronicznych urządzeń komutacyjnych stało się oprogramowanie. Oprogramowanie to jest bardzo duże i skomplikowane, a jego wykonanie wymaga dużego nakładu pracy. W Instytucie Łączności podjęto prace związane z językami programowanego sterowania central na podstawie odpowiednich zaleceń CCITT. Dotyczą one języków, znanych pod symbolami: SDL, CHILL i MML, w zastosowaniu do elektronicznych telefonicznych central komutacyjnych oraz elektronicznych central telegraficzno-teleinformatycznych (ECTI - opracowywanych w Oddziale Gdańskim IŁ). Wykonano odpowiednie implementacje tych języków. Od roku 1989 pracownicy IŁ biorą udział w opracowaniu w firmie Alcatel w Hiszpanii oprogramowania, przeznaczonego dla Polski, central telefonicznych Systemu 12.

### Teletransmisja

Prace badawcze, konstrukcyjne i wdrożeniowe dotyczące urządzeń i systemów teletransmisyjnych były prowadzone w Instytucie Łączności od zarania jego istnienia. Już w latach pięćdziesiątych opracowano (przy współudziale Politechniki Warszawskiej i PPT w Poznaniu) lampowe urządzenia przelotowych stacji wzmacniakowych systemu 12-krotnego przeznaczonego do



pracy w liniach dwukablowych. W tych samych latach opracowano (przy współudziale PZT) lampowe urządzenie systemu TN60 też dla linii dwukablowych.

W latach sześćdziesiątych dalsze opracowania były oparte na nowych wówczas elementach półprzewodnikowych. Opracowano wtedy (przy współudziale TELETRY w Poznaniu) pierwsze w Polsce tranzystorowe urządzenie traktu liniowego systemu 24-krotnego, typu SWNT-2, dla linii dwukablowych oraz systemu 12-krotnego, typu SWNT-1, dla linii jednokablowych, a także urządzenie zdalnego zasilania i kontroli dla tych traktów. Wyprodukowane w Poznaniu urządzenia zainstalowano w kilkudziesięciu liniach kablowych. W dalszych latach opracowano tranzystorowe stacje wzmacniakowe (SWNT-60) systemu telefonii 60-kanalowej typu TN60 dla linii dwukablowych, które również wdrożono do produkcji w Poznaniu.

W pierwszej połowie lat siedemdziesiątych opracowano (współdziałając z PZT oraz Politechnikami Warszawską i Poznańską) urządzenia traktów liniowych systemów analogowych 300 i 960-krotnych (TN300 i TN960) dla kabli współosiowych. Urządzenia te zostały wdrożone do produkcji w PZT i do eksploatacji w sieci resortu łączności. W drugiej połowie lat siedemdziesiątych (również przy współpracy PZT i Politechniki Gdańskiej) opracowano stojak urządzeń przemiany grup wtórnych (SPGW) przeznaczony do wysokokrotnych systemów teletransmisyjnych, pracujących w liniach kablowych i radiowych. Produkcję tych urządzeń uruchomiono w PZT. W tym samym okresie podjęto prace związane z analogowym systemem 2700-krotnym dla kabli współosiowych normalno- i małowymiarowych, przeznaczonym do zwielokrotnienia magistralnych linii teletransmisyjnych o dużej przepustowości. Wspólnie z PZT i Politechniką Gdańską opracowano stojak urządzeń przemiany grup trójnych i czwórných przeznaczony do stosowania w liniach kablowych i radiowych. Urządzenia te wdrożono do produkcji w PZT.

Prace badawcze dotyczące teletransmisyjnych systemów cyfrowych podjęto w Instytucie łączności w drugiej połowie lat sześćdziesiątych. Opracowano wówczas urządzenie systemu tele-

fonii 24-kanalowej z modulacją impulsowo-kodową (PCM24). Produkcję tych urządzeń podjęto w zakładach TELETRA. Następnie, na początku lat siedemdziesiątych, opracowano urządzenia systemu PCM telefonii 30-krotnej wg zaleceń CCITT. Są one do-tychczas produkowane w TELETRZE pod nazwą PCM30. Kolejnymi opracowaniami były systemy: PCM o krotności 120 przeznaczony do pracy na kablach symetrycznych typu "pęczkowego" oraz PCM o krotności 480 stosowany w małowymiarowych liniach współsio-wych. Urządzenia systemu 120-krotnego są produkowane w TELE-TRZE pod nazwą TCC120, zaś systemu 480-krotnego w PZT pod sym-bolem TCC480.

W drugiej połowie lat osiemdziesiątych wykonano model użyt-kowy transkrotnicy 60-kanalowej przetwarzającej pięć grup pierwotnych (12-kanalowych) w dwa sygnały grupowe PCM30.

W latach osiemdziesiątych rozpoczęto w IL badania w zakre-sie teletransmisyjnych systemów światłowodowych. Opracowano wymagania techniczno-eksploatacyjne na rodzinę traktów świa-tłowodowych. W roku 1983 opracowano i wdrożono do produkcji w TELETRZE urządzenia światłowodowego traktu liniowego o prze-pływności 8 Mbit/s (850 nm) - TCC120. W końcu lat osiemdzie-siątych przygotowano modele i przeprowadzono badania urządzeń końcowych systemu 34 Mbit/s (850 nm), które przekazano do PZT w celu wykorzystania przy wdrożeniu tego systemu do produkcji. Ostatnio opracowano i wykonano prototypowe stojaki przełączni-cy światłowodowych torów wielomodowych przystosowanych do przełączania sześćdziesięciu takich torów.

W roku 1990 opracowano koncepcję zastosowania synchronicz-nej hierarchii teletransmisyjnych systemów cyfrowych (SDH) w krajowej sieci teletransmisyjnej oraz niektóre modele labo-ratoryjne urządzeń systemu STM-1 o przepływności 155 Mbit/s stanowiącego pierwszy człon rodziny systemów SDH.

Rozwijanie systemów cyfrowych i światłowodowych wymagało opracowania specjalistycznej aparatury pomiarowej. W wyniku prac prowadzonych od początku lat siedemdziesiątych opracowano między innymi przyrządy do badań systemów TCK30: miernik zabu-rzeń biegunowości typu MZB-2, analizator sygnału cyfrowego

typu ASC-1, generator sygnału cyfrowego GSC-1 oraz przyrządy do badań systemów TCC120: miernik zaburzeń biegunowości typu MZB-2, symulator kodu typu SK-120, urządzenie do kontroli cyklicznej typu UCK-ZCC120. Powyższe urządzenia pomiarowe wdrożono do produkcji w PZT.

W ostatnim okresie wykonano serię prototypową mierników stopy błędów typu MSB-4 i generatora fluktuacji fazowych sygnału cyfrowego 34 Mbit/s oraz model użytkowy przyrządu do generacji i pomiaru poziomu sygnału cyfrowego, a także zniekształceń kwantowania.

Opracowano ponadto szereg przyrządów pomiarowych niezbędnych do prac związanych z systemami światłowodowymi, a mianowicie: optyczne nadajniki pomiarowe do światłowodów o średnicach 50/125  $\mu\text{m}$  i długości fali 850 nm (OPN-1, OPN-3) oraz 1300 nm (OPN-2), a także monitor impulsów optycznych typu MI-1.

W Instytucie prowadzono liczne prace związane z techniką linii kablowych. Dotyczyły one badań kabli oraz opracowania odpowiednich metod i przyrządów pomiarowych służących do tego celu, a także kontroli ciśnieniowej kabli, korozji kabli oraz aktywnych metod ich zabezpieczenia przed korozją. Zajmowano się również konstrukcją osprzętu liniowego oraz metodami zabezpieczania sprzętu telekomunikacyjnego przed przepięciami pochodzącymi od oddziaływań elektroenergetycznych i wyładowań atmosferycznych. Opracowano między innymi rodzinę odgromników i uruchomiono ich produkcję przemysłową.

#### Aparaty telefoniczne i telefonometria

Od lat pięćdziesiątych w Instytucie łączności prowadzono prace związane z modernizacją aparatów telefonicznych oraz metodami pomiarów ich parametrów. We współpracy z przemysłem krajowym zaawansowano opracowanie zelektronizowanego aparatu telefonicznego, opracowując odwracalne przetworniki elektroakustyczne i odpowiednie specjalizowane układy scalone (układ rozmówny, układ wybierczo-przywoławczy i inne). Prowadzono

także badania dotyczące opracowania samoinkasującego aparatu telefonicznego na karty abonamentowe (magnetyczne i optyczne).

W Instytucie opracowano dwie wersje krajowego wzorca telefonometrycznego pierwszego rzędu systemu NOSFER. Wykonano serię roboczych wzorców telefonometrycznych, w które wyposażono zakłady produkujące aparaty telefoniczne z przeznaczeniem do kalibracji fabrycznych urządzeń pomiarowych służących do kontroli tych aparatów i ich zespołów. Opracowano także metody badań obiektywnych i subiektywnych aparatów telefonicznych oraz urządzenia pomiarowe do określania ich wskaźników głośnościowych.

### Telegrafia

W Instytucie łączności prowadzono badania dotyczące miernictwa, transmisji i komutacji telegraficznej, a także prace obejmujące planowanie sieci telegraficznej i wprowadzenie nowych usług w tej służbie.

Opracowano urządzenia pomiarowe służące do automatycznych, profilaktycznych badań telegraficznych łączy abonenckich (TAP-A) i łączy międzycentralowych (TAP-M) oraz później odpowiednie urządzenie uniwersalne (TAP-U). Aparatura ta została wdrożona do produkcji w Wydziale Konstrukcyjno-Warsztatowym w Oddziale Instytutu w Gdańsku i wprowadzona do eksploatacji we wszystkich automatycznych centralach telegraficznych typu TW-55 resortu łączności. Opracowano także miernik-sygnalizator zniekształceń arytmicznych typu MS-a i nadajnik sygnałów telegraficznych typu TNP-1, eliminując import tych urządzeń.

W zakresie telegraficznych systemów transmisyjnych Instytut łączności ściśle współpracuje z WZT TELKOM-TELETRA. Początkowo współpraca ta dotyczyła wdrożenia do produkcji i eksploatacji telegraficznych urządzeń transmisyjnych typu TgF. Później w Instytucie samodzielnie opracowano systemy telegrafii wielokrotnej typów TgC-46 i TgC-240.

W drugiej połowie lat siedemdziesiątych, w Oddziale Gdańskim It, przystąpiono do opracowania oraz wprowadzenia do produkcji i eksploatacji elektronicznych central przeznaczonych

dla telegrafii i wolnej transmisji danych, które zostały oznaczone symbolem ECTT. Centrale te, z centralnym sterowaniem, zapewniają usługi i udogodnienia zgodne z odpowiednimi zaleceniami CCITT. Prototyp centrali ECTT został zainstalowany w roku 1990 w Słupsku i po badaniach resortowych przekazany do eksploatacji. Opracowano także prototypy elektronicznych central telegraficznych małych pojemności typu ECT-M o zdecentralizowanym sterowaniu mikroprocesorowym. W Zakładach TELKOM-TELMOR w roku 1990 wykonano serię informacyjną tych central. Warto dodać, że w latach siedemdziesiątych opracowano w Ił telegraficzne urządzenie okólnikowe przeznaczone do central typu TW-55. Urządzenie to wdrożono do produkcji w Okręgowych Warsztatach Poczty i Telekomunikacji w Lublinie i następnie sukcesywnie wdrożono do eksploatacji we wszystkich centralach tego typu w kraju.

W roku 1986 opracowano koncepcję krajowej sieci telegraficznej. Uzupełnieniem tej koncepcji było opracowanie systemu technicznej eksploatacji urządzeń i sieci telegraficzno-teleinformatycznej arytmicznej. Opracowano także, w roku 1990, węzeł typu "zapamiętaj i przekaz", który w sieci teleksowej przyjmuje i przechowuje korespondencję, a następnie automatycznie dostarcza ją do adresatów.

### Teleinformatyka

W obszarze teleinformatyki, zwanej też transmisją danych, w Instytucie łączności wykonano specjalistyczną aparaturę pomiarową oraz rodzinę modemów do transmisji arytmicznej, a także asynchroniczną stację abonencką. Modem 300 bit/s został wdrożony do produkcji w WZT TELKOM-TELETRA. Opracowano również rodzinę synchronicznych i asynchronicznych konwerterów podstawowych na szybkość transmisji 4800 i 9600 bit/s. Konwertery te wdrożono do produkcji w Oddziale Instytutu w Pułtusku. W połowie lat osiemdziesiątych podjęto próbę opracowania urządzeń sieci transmisji danych o komutacji łączy - sieci SYNKOM. Prace te przerwano po podjęciu przez resort łączności decyzji

zbudowania w Polsce sieci transmisji danych o komutacji pakietów, tzw. sieci POLPAK. Obecnie badania z dziedziny teleinformatyki są powiązane, w coraz to większym stopniu, z całością prac dotyczących ISDN.

### Telekomunikacyjne urządzenia zasilające

Prace naukowo-badawcze dotyczące zasilania urządzeń telekomunikacyjnych są prowadzone w Instytucie Łączności od chwili jego powstania. Opracowane w IŁ urządzenia zasilające były do roku 1975 produkowane w Bielańskiej Fabryce Prostowników, a później w Zakładach Telekomunikacyjnych Urządzeń Zasilających TELKOM-TELZAS w Czaplinku.

Na początku lat pięćdziesiątych opracowano zespoły prostownikowe o stabilizowanym napięciu wejściowych (50 V) przeznaczone do zasilania telefonicznych central miejskich i międzymiastowych. Stabilizację napięcia wyjściowego oparto na transdaktorach i regulatorach tocznych. W połowie lat sześćdziesiątych opracowano nową generację tych siłowni wykorzystując technikę tranzystorową. Po raz pierwszy w Polsce zastosowano układ siłowni z przetwornicą dodawczą.

W połowie lat siedemdziesiątych opracowano siłownie do zasilania licencyjnych central telefonicznych systemów Pentaconta i E10. Uruchomiono wtedy siłownie typu SCB. Pod koniec lat siedemdziesiątych opracowano jednolity układ siłowni na znamionowe napięcie 48 i 60 V, które (pod nazwą SCF) są produkowane do dnia dzisiejszego i umożliwiają zasilanie central o poborze prądu do 1200 A oraz typu SCG o poborze prądu do 4800 A. W ostatnich latach wspólnie z Zakładami TELKOM-TELZAS opracowano siłownie typu SCI o poborze prądu do 400 A. Rodzina siłowni typów SCF, SCG i SCI pokrywa cały zakres potrzeb dotyczących zasilania central telefonicznych pracujących w ruchu ciągłym.

Innym nurtem prac były urządzenia zasilające abonenckie centrale telefoniczne oraz wyniesione koncentratory central elektronicznych. Opracowano szereg siłowni typu SCD na napię-

cie znamionowe 48 i 60 V i prądy do 100 A. W ostatnich latach opracowano taką siłownię w technice tranzystorowej, w której zespół prostownikowy i przetwornice dodawcze pracują z częstotliwością 24 kHz. Zastosowanie techniki tranzystorowej pozwoliło na kilkakrotne zmniejszenie gabarytów i ciężaru tej siłowni w stosunku do siłowni wykonanej w technice tyrystorowej.

Opracowano także różnorodne siłownie służące do zasilania urządzeń teletransmisyjnych i urządzeń linii radiowych. Ponadto zbudowano urządzenia stanowiące rezerwowe źródła napięcia przemiennego o napięciu 220 V, 50 Hz o mocy od 0,75 do 16 kVA. Służyły one między innymi do zasilania wyposażonego w komputer Centrum Eksploatacji Technicznej central systemu E10.

Pod koniec lat osiemdziesiątych, uwzględniając potrzebę automatyzacji systemów zasilania obiektów telekomunikacyjnych, opracowano model laboratoryjny komputerowego systemu nadzoru siłowni telekomunikacyjnych. System ten monitoruje pracę poszczególnych urządzeń siłowni, a w dalszej kolejności wszystkich urządzeń energetycznych znajdujących się w obiekcie telekomunikacyjnym. Sygnały o stanach pracy i wartościach parametrów są odbierane z poszczególnych urządzeń i przesyłane łączyem transmisji danych do centrum dyspozycyjnego.

### Radiokomunikacja

Badania prowadzone w Instytucie Łączności w obszarze radiokomunikacji są bardzo rozległe i wszechstronne. Obejmują one problematykę związaną z:

- telewizją, radiofonią i systemami zbiorowego odbioru programów radiodifuzyjnych;
- łącznością satelitarną, radiokomunikacją stałą i ruchomą;
- antenami i propagacją fal radiowych;
- generacją i stabilizacją częstotliwości oraz kompatybilnością elektromagnetyczną.

## Telewizja

Problemami telewizji zajmowano się w Instytucie od początku jego istnienia. W roku 1952 rozpoczęła regularną pracę Doświadczalna Stacja Telewizyjna IŁ zlokalizowana w pierwszym budynku Instytutu przy ul. Ratuszowej. Opracowano i zbudowano wyposażenie studyjne tej stacji, której eksperymentalny program (przygotowywany przez Komitet ds. Radia i Telewizji) był odbierany na terenie całej Warszawy i jej najbliższych okolic. Dwa lata później całość aparatury studyjnej i nadawczej przekazano do specjalnie zorganizowanego (niezależnego już od IŁ) Doświadczalnego Ośrodka Telewizyjnego, który nadawał profesjonalne, czarno-białe programy telewizyjne. Uruchomienie tego ośrodka zostało przeprowadzone przez specjalistów IŁ.

W roku 1955 podjęto w Instytucie Łączności badania z zakresu telewizji kolorowej. Zakres tych badań był jednak inny, niż to miało miejsce w przypadku telewizji czarno-białej. Analizowano eksperymentalnie różne systemy telewizji kolorowej (m.in. systemy NTSC i SECAM) z punktu widzenia ich parametrów użytkowych i wyboru rozwiązań przewidywanych do zastosowania w Polsce. Opracowane urządzenia studyjne miały charakter pomocniczy. W celu zdobycia pewnych doświadczeń związanych z odbiorem sygnałów telewizji kolorowej w mieście opracowano i wykonano nadajnik telewizyjny (o mocy 1 kW), który zainstalowano w gmachu Instytutu w Warszawie-Miedzeszynie. Prowadzono także prace służące planowaniu telewizyjnych sieci nadawczych.

Kolejny etap badań związanych z telewizją rozpoczęto w roku 1975. Dotyczył on systemów telewizji cyfrowej, a w szczególności: próbkowania sygnałów składowych całkowitego sygnału telewizji kolorowej, sposobów kwantowania tych sygnałów oraz ich kodowania za pomocą modulacji impulsowo-kodowej. Opracowano koncepcję systemu o szybkości bitowej 70 Mbit/s przeznaczonego do transmisji sygnałów telewizji kolorowej drogą naziemną i satelitarną.



Prowadzono także badania dotyczące celowości wprowadzenia w kraju systemu wideotekstu, a więc systemu służącego do przekazywania, poprzez linie telefoniczne, na ekran odbiornika telewizyjnego informacji w postaci znaków alfanumerycznych i graficznych. Do tego celu wykonano zestaw urządzeń prototypowych.

Innym nurtem prac związanych z telewizją były badania dotyczące systemów telewizji kablowej i analogowej, analogowo-cyfrowej i cyfrowej. Telewizyjne systemy cyfrowe, z wykorzystaniem światłowodów do transmisji sygnałów, mają charakter perspektywiczny. Wyniki tych badań służą obecnie do homologacji urządzeń telewizji kablowej produkowanych przez firmy krajowe i zagraniczne.

Powyższym pracom dotyczącym telewizji towarzyszyły opracowania odpowiednich metod i urządzeń pomiarowych. Między innymi, na zamówienie Państwowej Inspekcji Radiowej została opracowana aparatura kontroli parametrów technicznych emisji telewizyjnych. Zestaw ten został zainstalowany w ośrodku pomiarowym PIR w Porębie Leśnej koło Warszawy.

### Radiofonia

W minionych latach w Instytucie Łączności prowadzono badania systemów stereofonicznych. Wyniki badań i opracowań urządzeń nadawczych i odbiorczych umożliwiły wprowadzenie w kraju systemu stereofonicznego do eksploatacji. Prowadzono także badania eksperymentalne dotyczące tzw. kwadrofonii.

Innym nurtem badań była analiza możliwości zastąpienia systemu dwuwstęgowego w radiofonii długo-, średnio- i krótkofalowej. W zakresie radiofonicznej techniki nadawczej badano także możliwość wykorzystania modulacji klasy D we wzmacniaczach wielkiej i małej częstotliwości nadajników małej mocy. Opracowano odpowiedni model w pełni stranzystoryzowanego nadajnika radiofonicznego o mocy wyjściowej 1 kW.

W celu polepszenia skuteczności emisji stacji radiofonicznych pracujących w zakresie krótkofalowym opracowano urządze-

nia toru rozgłoszenia-radiostacja odpowiednio kształtujące wstęgi częstotliwości i kompresję dynamiki. Wykonano serię tych urządzeń, które zastosowano w nadawczym centrum krótkofalowym programów nadawczych zagranicą.

Opracowano rodzinę urządzeń służących do transmisji sygnałów radiofonicznych poprzez systemy telefonii wielokrotnej. Były to urządzenia służące do tworzenia kanałów monofonicznych: 7 KHz i 10 KHz oraz mono- i stereofoniczne o szerokości pasma 15 KHz. Urządzenia te zostały wdrożone do produkcji w PZT, a także pewna ich liczba została wykonana w Oddziale Gdańskim It.

W obszarze miernictwa związanego z radiofonią opracowano liczne specjalistyczne urządzenia pomiarowe.

Instytut Łączności, przy współpracy z GZT TELKOM-TELMOR (producentem urządzeń) zajmował się od wielu lat systemami zbiorowego odbioru programów radiodifuzyjnych (radiofonicznych i telewizyjnych). Opracowano koncepcję urządzeń AIZ (budynkowych) i WAIZ (dzielnicowych) oraz dokonano analizy i oceny takich urządzeń będących w eksploatacji.

#### Łączność satelitarna

W obszarze łączności kosmicznej (satelitarnej) rolę koordynatora badań, od lat sześćdziesiątych, pełni Instytut Łączności. Prace te są prowadzone pod auspicjami Komitetu Badań Kosmicznych i Satelitarnych PAN.

W latach 1984-1990, w ramach prac prowadzonych w programie "Interkosmos" Instytut Łączności zbudował poligon doświadczalny przeznaczony do badań linii radiowych ziemskich i satelitarnych w zakresie fal centymetrowych. Program badań dotyczył propagacji fal radiowych w zakresach częstotliwości powyżej 10 GHz. Badania te wykonywano na poligonie w pobliżu siedziby Instytutu Łączności w Warszawie-Miedzeszynie, a także w Międzynarodowym Centrum Doświadczalnym Łączności Satelitarnej w Dubnej (ZSRR). Prowadzono studia dotyczące prognozowania tłumienia w liniach radiowych spowodowanego przez opady atmosferyczne (deszcze).

W zakresie badań dotyczących telewizji satelitarnej, w roku 1980 opracowano i wykonano, pierwszy w krajach Europy Wschodniej, model użytkowy naziemnego urządzenia odbiorczego do odbioru zbiorowego sygnałów telewizyjnych na zakres częstotliwości 11,7 ÷ 12,05 GHz. Opracowano także aparaturę kontrolno-pomiarową służącą do uruchamiania i sprawdzania urządzeń odbiorczych radiodifuzji satelitarnej.

W Instytucie Łączności prowadzono także badania studialne dotyczące satelitarnych systemów telewizji cyfrowej oraz systemu o podwyższonej jakości obrazu, tzw. systemu MAC. Opracowano, wykonano i przebadano modele laboratoryjne odpowiednich koderów i dekoderów.

W roku 1990 podjęto również prace dotyczące systemów telewizyjnych o dużej rozdzielczości obrazu (HDTV). Przeprowadzono analizę porównawczą proponowanych systemów opracowanych w Japonii i w Europie, a także metod transmisji tych sygnałów drogą satelitarną.

#### Radiokomunikacja stała i ruchoma

Prowadzone w Instytucie Łączności prace z zakresu radiokomunikacji stałej dotyczyły opracowania urządzeń radiotelefonicznych stałych łączy abonenckich. W roku 1983 podjęto badania, które zakończyły się opracowaniem wielokanałowego urządzenia o symbolu RStA-W, przeznaczonego do telefonizacji wsi. Urządzenia te są obecnie produkowane seryjnie w zakładach GZE-RADMOR oraz w Kolejowych Zakładach Automatyki także w Gdyni. Dotychczas wyprodukowano około tysiąca egzemplarzy różnych wersji i urządzeń RStA-W. Zespół tych urządzeń zastępuje sieć przewodową pomiędzy centralą telefoniczną i obsługiwanymi przez nią abonenckimi aparatami telefonicznymi (do czterdziestu) usytuowanymi w odległości do około 20 km od centrali.

Z uwagi na bliskość potrzeb środowiska morskiego tematyka radiokomunikacji morskiej była od lat prowadzona w Oddziale Gdańskim Ił. Do istotniejszych osiągnięć można zaliczyć opracowanie:

- modemów emisji F1 wdrożonych do produkcji w GZE-RADMOR;
- nasłuchowych odbiorników kanałowych na zakresy fal średnich i pośrednich dla potrzeb bezobsługowej ekspozytury radiostacji Szczecin-Radio;
- urządzeń automatycznej detekcji i korekcji błędów (AQR) eksploatowanych w radiostacji Warszawa-Radio;
- miernika mocy nadajników statkowych średnio- i krótkofalowych wdrożonego do eksploatacji w Oddziale PIR w Gdyni;
- preselektora statkowych odbiorników radiokomunikacyjnych i zespołów automatycznego dopasowania anten w średnionalowych nadajnikach statkowych (w zastosowaniu w urządzeniach produkowanych przez GZE-RADMOR).

Obecnie prowadzone są prace konstrukcyjne dotyczące urządzeń cyfrowego wywołania selektywnego, przeznaczonych do wyposażenia krajowej radiostacji brzegowej. Ponadto jest wdrażany do eksploatacji morski system łączności w niebezpieczeństwie i dla potrzeb bezpieczeństwa (GM DSS) oraz automatyzacji łączności brzegowej w zakresie UKF.

### Anteny

Systematyczne badania dotyczące anten radiowych rozpoczęto we Wrocławskim Oddziale II w roku 1956. W następnych latach rozszerzono tematykę o anteny telewizyjne i rozwinięto metrologię rozkładu przestrzennego pola elektromagnetycznego.

W dziedzinie anten nadawczych dla radiofonii i radiokomunikacji opracowano (w latach sześćdziesiątych i siedemdziesiątych) wiele projektów anten, m.in. anten logarytmiczno-okresowych, wieloelementowych anten ścianowych z wiązką główną charakterystyki promieniowania sterowaną elektronicznie, w które wyposażono ośrodki radiokomunikacyjne. Wykonano także telewizyjne anteny nadawcze we Wrocławiu i na Śnieżnych Kotłach. Opracowano również oryginalny nadawczy system antenowy przeznaczony dla statków morskich. Dla potrzeb radiokomunikacji ruchomej lądowej, w paśmie 106 MHz, opracowano nadawczo-odbior-

cze systemy antenowe przeznaczone dla stacji bazowych. Umożliwiają one połączenie kilku nadajników i odbiorników ze wspólną anteną. Do powyższych celów wykonano unikalną aparaturę pomiarową służącą do badań anten, m.in. ich dopasowania, wyznaczania parametrów linii przesyłowych i przesunięcia fazowego (wektoroskopy i wobulografy).

W latach osiemdziesiątych opracowano rodzinę anten odbiorczych dla urządzeń odbioru zbiorowego (AIZ i WAIZ), anteny dla radiokomunikacji w pasmie 160 MHz o zwiększonym zysku lub kształtowanej charakterystyce, a także antenę przemiennikową dla radiokomunikacji w pasmie 44 MHz. Dla służb pomiarowych PIR opracowano zestaw do kontroli anten przeznaczonych do odbioru zbiorowego.

Ważnym obszarem badań była metrologia rozkładu przestrzennego pola elektromagnetycznego wytwarzanego przez anteny nadawcze. W tym celu wykorzystano śmigłowiec wyposażony w specjalną aparaturę pomiarową. Badania rozkładu pól elektromagnetycznych były także prowadzone w warunkach poligonowych. Opracowano, początkowo analogowy, a następnie cyfrowy system pomiarowy służący do badania, za pomocą śmigłowca, charakterystyk promieniowania anten. System ten zawiera odpowiednie oprogramowanie sterujące przebiegiem pomiaru oraz przetwarzaniem otrzymanych wyników. W latach 1986-1990, za pomocą tego śmigłowca, przeprowadzono pomiary charakterystyk promieniowania ponad 50 anten w krajowej sieci radiofonicznej i telewizyjnej.

Dla potrzeb Państwowej Inspekcji Radiowej opracowano jednolite, standardowe wyposażenie antenowe stacji kontroli emisji radiowych. Wyposażenie to dostosowano do ciągłych pomiarów natężenia pola rozmaitych emisji i ich cech charakterystycznych. System antenowy obejmuje zakres częstotliwości od 0,1 do 1250 MHz i składa się z sześciu odrębnych anten, ewentualnie wyposażonych w specjalnie do tego celu opracowane komutatory, co ułatwia automatyzację procesu pomiarów kontrolnych. Od roku 1986 punkty kontroli emisji PIR są wyposażone w ten system antenowy.

## Propagacja fal radiowych

Systematyczne badania propagacji fal radiowych podjęto w Instytucie Łączności w roku 1955, zarówno w Warszawie jak i we Wrocławiu. Prace te dotyczyły propagacji fal powierzchniowych w zakresach długo- i średniofalowym nad zróżnicowanym terenem. Wyniki tych prac wykorzystano przy wyborze lokalizacji stacji radiofonicznych. Do wykonania tych badań opracowano unikalną aparaturę pomiarową.

W Warszawie podjęto systematyczne badania propagacji jonosferycznej. W roku 1958 uruchomiono stację sondowań jonosfery, przekształconą następnie w obserwatorium jonosferyczne. Obserwatorium to pracowało do roku 1985 w trybie całodobowym i przysyłało wyniki pomiarów do Światowego Centrum Danych Jonosferycznych.

Na początku lat siedemdziesiątych, wobec szybkiej rozbudowy nadawczej sieci telewizyjnej w zakresie fal decymetrowych, podjęto badanie propagacji tego zakresu fal radiowych. Badania te dotyczyły charakterystyk okresowej zmienności natężenia pola, wywołanej czynnikami meteorologicznymi oraz powodowanych nieregularnością i różnorodnością pokrycia powierzchni ziemi. Jednocześnie przystąpiono do opracowywania mapy skutecznej przewodności gruntu na obszarze całego kraju. Wyniki tych badań zostały wykorzystane w Polsce do planowania sieci radiodifuzyjnej oraz w urządzeniach międzynarodowych, mających na celu zapewnienie niezakłóconej pracy polskim służbom radiokomunikacyjnym.

W latach osiemdziesiątych nastąpiła intensyfikacja prac dotyczących planowania częstotliwości fal dekametrowych. Opracowano liczne plany zapotrzebowań częstotliwości dla polskiej administracji łączności, prezentowane następnie na wielu konferencjach międzynarodowych poświęconych ustaleniu przydziałów częstotliwości. Opracowywano także sezonowe plany nadawania krótkofalowych dla radia "Polonia".

Liczne prace prowadzone w Instytucie Łączności dotyczyły kompatybilności sieci służb radiodifuzyjnych (UKF-FM i TV) i sieci radiokomunikacyjnych (w tym radiokomunikacji ruchomej

lądowej)). Istotnym elementem prac związanych z planowaniem tych sieci było zbudowanie wielu programów komputerowych, służących do obliczeń i badań symulacyjnych. Są to istotne i wygodne narzędzia usprawniające procesy planowania i weryfikacji sieci, szczególnie z punktu widzenia kompatybilności elektromagnetycznej.

Przy współpracy z instytutem RFZ podjęto badania czasowych rozkładów natężenia pola na trasach morskich i mieszanych rejonu południowego Bałtyku. Wyniki wspólnie prowadzonych pomiarów wykazały znaczne zróżnicowanie klimatyczne tego obszaru, co pozwoliło na wprowadzenie korekcji charakterystyk natężenia pola zawartych w materiałach CCIR.

Skomputeryzowane metody planowania sieci stacji radiodifuzyjnych wymagają zastosowania w badaniach numerycznego modelu terenu. Oddział It we Wrocławiu, przy współpracy z Instytutem Geografii Uniwersytetu Wrocławskiego, opracował zbiór danych cyfrowych o rzeźbie (wysokości) terenu całej Polski uśrednionych dla kwadratów o długości boków: 0,25; 0,5 i 1,0 km. Zbiór ten został następnie rozszerzony o tereny byłej NRD oraz Czech i Słowacji, a także o informacje o zalesieniu i zurbanizowaniu powierzchni. W ramach prac nad tą mapą cyfrową opracowano bogate oprogramowanie, ułatwiające obliczenia niezbędne przy planowaniu sieci radiowych.

Warto stwierdzić, że badania prowadzone w omawianej tematyce były wyjątkowo intensywne i wszechstronne, tak w obszarze badań podstawowych jak i badań aplikacyjnych. Wiele opracowanych metod znalazło swoje odbicie w dokumentach i zaleceniach CCIR oraz innych organizacji międzynarodowych.

#### Kompatybilność elektromagnetyczna

Prace dotyczące kompatybilności elektromagnetycznej prowadzone w Instytucie Łączności we Wrocławiu mają na celu minimalizację niepożądanych oddziaływań na systemy telekomunikacyjne przez odpowiednią organizację wykorzystywania widma fal elektromagnetycznych oraz ustalenie odpowiedniego stopnia odporno-

ści stosowanych urządzeń i systemów na te niepożądane oddziaływanie.

W latach 1956-1972 badania w tym zakresie dotyczyły tylko zakłóceń pochodzenia przemysłowego. Opracowano wtedy odpowiednie metody i przyrządy pomiarowe oraz w rezultacie tych badań wdrożono do produkcji rodzinę podzespołów i filtrów przeciwzakłóceńowych.

Obecnie Instytut zajmuje się następującymi ważniejszymi zagadnieniami:

- zakłóceniami pomiędzy siecią UKF-FM w zakresie częstotliwości 87-108 MHz i służbami lotniczymi pracującymi w pasmie częstotliwości większych od 138 MHz;
- badaniami parametrów odbiorników RTV w zakresie niepożądanych promieniowań tego sprzętu oraz jego odporności na zakłócenia;
- konstrukcją specjalnych urządzeń pomiarowych, niezbędnych przy powyższych badaniach (np. automatycznego miernika zakłóceń krótkotrwałych);
- budową stanowisk pomiarowych stosowanych przy badaniach homologacyjnych sprzętu telekomunikacyjnego z punktu widzenia promieniowania przez nie zakłóceń i odporności na zakłócenia.

#### Generacja i stabilizacja częstotliwości

W roku 1968 opracowano i wykonano w Instytucie Łączności stanowisko częstotliwości wzorcowej wyposażone wówczas w wysokiej klasy wzorcowe generatory kwarcowe. Stanowisko to było wyposażone w aparaturę umożliwiającą precyzyjną komparację częstotliwości drgań tych generatorów z sygnałami radiowymi częstotliwości wzorcowych emitowanych przez zagraniczne wyspecjalizowane stacje radiowe. Później uruchomiono sygnał krajowej częstotliwości wzorcowej emitowany na częstotliwości nośnej 227 kHz długofalowej stacji radiowej w Konstantynowie. Ten sygnał częstotliwości wzorcowej wykorzystuje się w przemyśle,



w eksploatacji sieci telekomunikacyjnych i w krajowych placówkach naukowych - do kontroli częstotliwości lokalnych wzorców częstotliwości lub innych źródeł częstotliwości.

W celu ułatwienia wykorzystywania sygnałów krajowej częstotliwości wzorcowej, w Instytucie Łączności opracowano szereg typów komparatorów częstotliwości. Ich małoseryjną produkcję uruchomiono w Oddziale Ił w Pułtusku. Obecnie jest wdrażana produkcja nowego typu komparatorów ze sterownikiem mikroprocesorowym.

W Instytucie opracowano i wykonano generatory wzbudzające do radiofonicznych średnioletowych stacji nadawczych pracujących w grupach stacji synchronizowanych. Wymagana dokładność częstotliwości tych stacji jest utrzymywana dzięki automatycznej korekcji generatorów wzbudzających z wykorzystaniem sygnałów krajowej częstotliwości wzorcowej.

W roku 1986, opierając się na tej samej zasadzie pracy, opracowano i wykonano generator wzorcowy dla potrzeb stabilizacji częstotliwości systemów telefonii wielokrotnej. Sygnał wzorcowy o częstotliwości 300 kHz i dokładności rzędu  $3 \cdot 10^{-10}$  jest rozsyłany torami kablowymi na teren całego kraju.

Zgodnie z ustaleniami międzynarodowymi, w lutym 1988 r. nastąpiła zmiana częstotliwości roboczej (z 227 kHz na 225 kHz) stacji długofalowej. Wymagało to wymiany urządzeń tej stacji nadawczej oraz wielu innych urządzeń, w tym komparatorów częstotliwości. Odpowiednie urządzenia zostały opracowane i wyprodukowane w Ił.

Obecnie względne odchylenia krajowej częstotliwości wzorcowej od wartości nominalnej (225 kHz) nie przekraczają  $1,5 \cdot 10^{-10}$  Hz/Hz. Bliższe celu są obecnie wieloletnie starania o wyposażenie krajowej służby częstotliwości wzorcowej, prowadzonej przez Instytut Łączności, w cezowe wzorce pierwotne, co pozwoliłoby na zwiększenie dokładności emitowanego sygnału wzorcowego o co najmniej rząd wielkości.

### Miernictwo, metrologia i utrzymanie sieci telekomunikacyjnych

Miernictwo telekomunikacyjne należało do tych zagadnień, którymi Instytut Łączności zajmował się od zarania swojego istnienia. W roku 1959, w ramach Zakładu Miernictwa powołano Pracownię Wzorców i od tej daty rozpoczęto tworzenie podwalin pod właściwą działalność metrologiczną w resorcie łączności. W roku 1956 tę pracownię przekształcono w zakład naukowo-badawczy pod nazwą "Centralna Izba Pomiarów Telekomunikacyjnych". W roku 1971 zreorganizowano Zakład Miernictwa, włączając do profilu jego prac zagadnienia automatyzacji badań łączy telefonicznych i stosownie zmieniając jego nazwę na "Zakład Miernictwa i Automatyzacji Badań". Należy dodać, że problemy miernictwa telekomunikacyjnego były i są przedmiotem prac wielu innych zakładów naukowo-badawczych Instytutu Łączności, gdzie są opracowywane specjalistyczne urządzenia pomiarowe i stosowne metody pomiarów.

#### Miernictwo telekomunikacyjne

W Zakładzie Miernictwa, w latach pięćdziesiątych, prowadzono badania i opracowywano aparaturę pomiarową przeznaczoną głównie do utrzymywania sieci telekomunikacyjnej opartej na wykorzystywaniu symetrycznych torów przewodowych. Dotyczyło to m.in. lokalizatorów uszkodzeń linii napowietrznych i kablowych, miernika poziomu ( $50 \div 300$  kHz), generatora wzorcowego ( $4 \div 108$  kHz), mostka do automatycznego badania izolacji kabli, mostka oporności pozornej.

W latach sześćdziesiątych opracowano dalsze typy przyrządów pomiarowych przeznaczonych do systemów telefonii nośnej, a w tym systemów wykorzystujących niesymetryczne tory przewodowe. Opracowano wtedy między innymi: pomiarowy wzmacniacz szerokopasmowy ( $60$  kHz  $\div$   $100$  MHz), generator i selektywny miernik poziomu (do  $620$  kHz), psfometr i zestaw do pomiaru tłumienności przesłuchowej. Większość tych przyrządów była

później produkowana w zapleczu doświadczalnym Ił lub w gospodarstwach pomocniczych uczelni wyższych.

Opracowano także system łączności służbowej i zdalnego nadzoru telekomunikacyjnych obiektów niedozorowanych (system ZAKO) - wdrożony do eksploatacji na trasie Warszawa-Olsztyn-Białystok, a ponadto system do automatycznego pomiaru i nadzoru jakości łączy służb specjalnych i pracujących w ruchu ręcznym (system ARIKO).

### Systemy utrzymania sieci telekomunikacyjnej

Zakład Miernictwa i Automatyzacji Badań, w latach siedemdziesiątych, podjął prace dotyczące koncepcji i metodyk oraz automatycznych aparatów badawczych, służących do prawidłowej eksploatacji i utrzymania w należytej sprawności i jakości użytkowej, sieci telefonicznej na różnych jej poziomach. Najbardziej znaczące osiągnięcia w tym zakresie, to przede wszystkim opracowanie:

- automatycznej aparatury badawczej systemu ABA-2, przeznaczonego dla krajowej sieci w ruchu "miasto-miasto", a ponadto, przy współpracy z PZT, wykonanie urządzeń i wdrożenie systemu do eksploatacji;
- wykonanie i wdrożenie do eksploatacji, w czterech centralach licencyjnych ACMM (Pentaconta) automatycznej aparatury badawczej systemu ABA-3 sterowanej przez minikomputer.

W latach osiemdziesiątych, z rokiem 1990 włącznie, w wyniku bardzo intensywnych prac badawczo-rozwojowych opracowano, wykonano w Ił i wdrożono do eksploatacji trzy, bardzo znaczące dla utrzymania sieci, systemy badawcze:

- system ABA-30, przeznaczony do badań krajowej międzymiastowej sieci automatycznej, a szczególnie dla central ACMM Pentaconta (centrale krzyżowe) i central E10 (centrale elektroniczne);
- system ATME-2P, przeznaczony do badań sieci łączy międzynarodowych;

- system ABUS, przeznaczony do badań sieci strefowych.

Powyższe systemy badaniowe są sterowane mikroprocesorowo. Umożliwiają pomiary bezpośrednie, a także pomiary zdalne. Systemy te są wyposażone w urządzenia dołączające i dopasowujące, umożliwiające współpracę tych systemów ze wszystkimi typami central telefonicznych istniejącymi w sieci krajowej (odpowiednio w sieciach międzynarodowych, międzymiastowych i strefowych). Systemy te pozwalają na wprowadzanie pełnej automatyzacji badań łączy, która zapewnia przede wszystkim:

- obiektywne wyniki badań w postaci wygodnej do dalszego ich przetwarzania (w tym obróbki statystycznej);
- możliwość znacznego zmniejszenia przestoju łączy (dzięki bardzo szybkiej ocenie jakości dowolnego łącza i szybkiej lokalizacji uszkodzonego łącza);
- zmniejszenie liczby personelu technicznego, związanego z utrzymaniem sieci.

Opierając się na powyższych systemach badaniowych, w najbliższych latach będzie można opracować centra utrzymania sieci, a w dalszej przyszłości centra sterowania (zarządzania) siecią telekomunikacyjną.

Warto dodać, że znaczącym składnikiem omawianych wyżej systemów badaniowych jest ich oprogramowanie.

### Metrologia telekomunikacyjna

Istotnym momentem działalności metrologicznej prowadzonej przez Instytut Łączności było powołanie przez Ministra Łączności, w roku 1961, Telekomunikacyjnej Służby Pomiarowej (TSP). W roku 1962 podpisano protokół porozumienia Instytutu Łączności z Głównym Urzędem Miar w sprawie utworzenia (jedynej działającej wówczas w kraju) resortowej izby pomiarowej powołanej do sprawdzania i atestacji urządzeń pomiarowych stosowanych w telekomunikacji.

Gdy w roku 1965 powołano w IL zakład naukowo-badawczy pod nazwą "Centralna Izba Pomiarów Telekomunikacyjnych", to zakład

ten spełnił w resorcie łączności nadrzędną rolę merytoryczną wobec terenowych jednostek TSP - Telekomunikacyjnych Izb Pomiarowych (TIP) zorganizowanych w jedenastu laboratoriach pomiarowych, z tego 10 przy Dyrekcjach Okręgowych Poczty i Telekomunikacji i jednej przy ówczesnym Głównym Urzędzie Telekomunikacji Międzydzielowej.

W wyniku prowadzonych w II wieloletnich prac naukowo-badawczych opracowano liczne metody, wzorce i wzorcowe stanowiska pomiarowe wraz z niezbędną dla nich dokumentacją metrologiczną.

Instytut Łączności został upoważniony do legalizacji następujących narzędzi pomiarowych: źródeł napięć sinusoidalnych, w tym generatorów poziomu (do 1 MHz), kontrolnych generatorów i zegarów kwarcowych, kontrolnych oporników i ogniw, a także amperomierzy, woltomierzy, precyzyjnych mostków do pomiaru oporu, wzorców indukcyjności, pojemności i oporności obciążenia.

W dalszej kolejności zrealizowano wzorce i wzorcowe stanowiska do pomiaru telekomunikacyjnych wielkości specjalistycznych, takich jak: impedancji, tłumienności, poziomu napięcia i mocy w układach symetrycznych i niesymetrycznych. Na początku lat osiemdziesiątych zbudowano pierwszy w kraju wzorzec grupowy SEM oraz grupowy wzorzec oporu dla prądu stałego, a następnie wzorcowe stanowisko do pomiaru poziomu napięcia i mocy w zakresie częstotliwości do 36 MHz.

Postęp uzyskany na świecie w konstrukcji elektronicznych przyrządów pomiarowych spowodował konieczność opracowania stanowisk pomiarowych, umożliwiających automatyczne sprawdzanie przyrządów pomiarowych o wskaźnikach cyfrowych. W CIPT działają trzy takie zautomatyzowane stanowiska, przeznaczone do uwierzytelniania cyfrowych narzędzi do pomiaru:

- napięcia, prądu i oporu dla prądu stałego;
- napięcia i prądu przemiennego;
- indukcyjności, pojemności oraz impedancji.

Rozwój telekomunikacyjnych technik optoelektronicznych oraz zastosowań światłowodów wymaga opracowania odpowiednich metod

i narzędzi metrologicznych, służących do sprawdzania specjalistycznej optoelektronicznej aparatury pomiarowej. Należy się spodziewać, że w wyniku pozytywnej współpracy pomiędzy IŁ i PKNMiJ w tym temacie, Instytut Łączności będzie w najbliższej przyszłości jedynym ośrodkiem metrologicznym w kraju w tej dziedzinie.

Na zakończenie należy stwierdzić, że rola Instytutu Łączności (reprezentowanego przez CIPT) w resortowej telekomunikacyjnej służbie pomiarowej (TSP) była znacząca. Wyrażała się ona w opracowywaniu i wdrażaniu do eksploatacji w Telekomunikacyjnych Izbach Pomiarowych (TIP) odpowiednich stanowisk metrologicznych oraz w nadzorze dotyczącym odpowiedniego ich działania, a ponadto w stałym szkoleniu pracowników TIP.

### DZIAŁALNOŚĆ DOŚWIADCZALNA INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

Jak już wspomniano na wstępie, niemal od początku istnienia Instytutu Łączności była w nim prowadzona działalność doświadczalna. Podstawowym zadaniem zaplecza doświadczalnego Instytutu było wykonywanie prac konstrukcyjno-warsztatowych oraz modeli i małych serii urządzeń telekomunikacyjnych, w tym aparatury pomiarowej. Rola tego zaplecza wzrosła z chwilą, gdy przemysł teleelektroniczny, w latach siedemdziesiątych, zaczął funkcjonować w ramach resortu łączności. Nowe zadania resortu łączności, związane z przejęciem odpowiedzialności za dalsze losy przemysłu teleelektronicznego były wówczas przyczyną przekształcenia Instytutu Łączności z placówki naukowo-badawczej o charakterze eksploatacyjnym w placówkę o profilu przemysłowo-eksploatacyjnym. Spowodowało to intensyfikację działalności doświadczalno-wdrożeniowej.

W skład zaplecza doświadczalnego IŁ wchodzi obecnie następujące jednostki organizacyjne: Oddział Konstrukcyjno-Warsztatowy w Warszawie-Miedzeszynie, Zamiejscowy Oddział w Pułtusku, Wydział Konstrukcyjno-Wdrożeniowy w Oddziale Gdańskim, Dział Obwodów Drukowanych oraz Zakład Mikroelektroniki Hybrydowej w Warszawie-Miedzeszynie. Ponadto w latach 1975-1990 w centra-

li Ił w Warszawie działał Zakład Konstrukcji, Technologii i Podzespołów. Zakład ten stanowił pomost między działalnością naukowo-badawczą Instytutu a teleelektronicznym przemysłem mało- i wielkoseryjnym.

### Oddział Konstrukcyjno-Warsztatowy w Warszawie

Już w roku 1954 utworzono w Ił duży Zakład Doświadczalny, który w roku 1958 przekształcono w Oddział Konstrukcyjno-Warsztatowy (OKW). Przedmiotem działania tego oddziału jest świadczenie usług zakładom naukowo-badawczym Instytutu w zakresie wykonawstwa modeli i prac warsztatowych, a także jednostkowa oraz małoseryjna produkcja urządzeń i sprzętu telekomunikacyjnego, głównie dla potrzeb resortu łączności. Część wyrobów OKW jest oparta na opracowaniach zakładów naukowo-badawczych Instytutu, a inne są wynikiem opracowań własnych. Oddział ten zatrudnia obecnie 65 osób.

W roku 1990 wartość produkcji OKW wyniosła 2,7 mld zł. Produkcja małoseryjna OKW, na przestrzeni omawianych lat obejmowała bardzo szeroki, bo liczący kilkadziesiąt wyrobów, asortyment urządzeń telekomunikacyjnych i aparatury kontrolno-pomiarowej.

Spośród wielu pozycji produkowanych przez OKW wymienić warto następujące urządzenia telekomunikacyjne:

- telefoniczne automaty informacyjne typu TAI, w tym automaty z cyfrową syntezą mowy (wyprodukowano ponad 100 egzemplarzy);
- słowne urządzenia sygnałowe typu SUS (wyprodukowano ponad 200 egzemplarzy);
- czytniki wskazań liczników telefonicznych typu CWLT (wyprodukowano ponad 100 sztuk);
- zgrzewarki światłowodowe serii FOS (wytworzono 25 takich zgrzewarek, z których część wyeksportowano);
- antenowe sprzęgacze kierunkowe rodziny SKI (wyprodukowano około 700 egzemplarzy).

W OKW jest także produkowana różnorodna aparatura kontrolno-pomiarowa, a wśród niej m.in.:

- urządzenia systemów służących do badań łączy międzymiastowych rodziny ABA (wyprodukowano ponad 60 egzemplarzy);
- mierniki mocy średniej typu MMs (wytworzono 35 sztuk);
- elektroniczne mierniki czasu trwania rozmów międzymiastowych typu MCTR (wyprodukowano - łącznie z Oddziałem Pułuskim - ponad 16 tysięcy egzemplarzy);
- wózki badaniowe typów PWL, PWG, PWT.

### Dział Obwodów Drukowanych w Warszawie

Dział Obwodów Drukowanych, utworzony w roku 1977, wytwarza w szerokim asortymencie płytki jedno- i dwustronne z przejściami metalizowanymi. W roku 1990 wykonano 1500 m<sup>2</sup> płytek w 900 rodzajach. Wartość tej produkcji wyniosła 1,3 mld zł. Obwody drukowane są projektowane za pomocą nowoczesnego specjalistycznego systemu komputerowego.

### Zakład Mikroelektroniki Hybrydowej w Warszawie

W styczniu 1991 r. oddano do użytku linię technologiczną do projektowania i wytwarzania układów hybrydowych (cienko- i grubowarstwowych). Linia ta, ze specjalnie adaptowanymi pomieszczeniami, jest najnowocześniejszym tego typu obiektem w kraju przystosowanym do wytwarzania, w szerokim asortymencie, skomplikowanych układów hybrydowych dla potrzeb telekomunikacji.

W Zakładzie Mikroelektroniki Hybrydowej opracowano i wykonano mikroukłady: nadajnika i odbiornika kanałów rozmównych do systemu PCM, szereg dzielników i tłumików, układy regeneratora nadawczego odtwarzania zegara, odbiorczy hybrydowy filtr dolnoprzepustowy, szereg układów specjalnych do odbiornika "PAGER" i innych urządzeń.

Ponadto Zakład Mikroelektroniki Hybrydowej wykonuje:



- zespoły rezystorów, rezystory precyzyjne i wysokonapięciowe, dzielniki napięcia, tłumiki itp.;
- filtry aktywne, generatory, układy cyfrowe, przetwornice, wzmacniacze małej i wysokiej częstotliwości oraz inne układy wg specjalnych wymagań odbiorców.

Stwarzając możliwość realizacji mikroukładów hybrydowych cyfrowych i analogowych, a także układów multichipowych i mikrofalowych dano szansę konstruktorom i projektantom krajowych urządzeń telekomunikacyjnych nadążania za aktualnie występującymi w technice światowej tendencjami.

### Oddział produkcyjny Ił w Pułtusku

Oddział produkcyjny w Pułtusku podjął swoją działalność w roku 1974. Zatrudnia obecnie blisko 90 pracowników, zaś produkcja sprzedana w roku 1990 wyniosła nieco mniej niż 4 mld zł. Oddział wytwarza wyroby finalne na podstawie konstrukcji lub opracowań zakładów naukowo-badawczych Ił. Asortyment produkcyjny Oddziału obejmował na przestrzeni lat m.in. następujące urządzenia telekomunikacyjne:

- krótkofalowe komutatory anten odbiorczych typu KKK (wytworzono ponad 50 sztuk);
- asynchroniczne konwertory podstawowe typu AKP 4800 (wyprodukowano ponad 500 egzemplarzy);
- synchroniczne konwertory podstawowe typu SKP 600/9600 (wyprodukowano ponad 800 egzemplarzy);
- generatory wzbudzające typu GW-1 do średniofalowych radio-stacji (wytworzono 8 sztuk).

Śród wyprodukowanej przez ten Oddział aparatury kontrolno-pomiarowej warto wymienić:

- cyfrowe komparatory częstotliwości serii CKC (wyprodukowano ponad 70 egzemplarzy);
- miernik parametrów impulsowania tarcz numerycznych aparatów telefonicznych typu EPTN (wytworzono ponad 70 sztuk);

- urządzenia dołączające typu UDD do aparatury ABA (40 sztuk);
- różne urządzenia pomiarowe, takie jak: mierniki małych oporności typu PRS-1, symulatory kodu typu SK-120, mierniki zaburzeń biegunowości typu MZB-3, akustyczne mierniki fazy typu APF-1 i inne.

W roku 1991 będzie prawdopodobnie podjęta produkcja aparatury pomiarowej typu ABUS, przeznaczonej do stosowania w pomiarowniach central telefonicznych najniższej płaszczyzny sieci - stref numeracyjnych.

### Wydział Konstrukcyjno-Wdrożeniowy IŁ w Gdańsku

Profil Wydziału Konstrukcyjno-Wdrożeniowego (WKW) w Gdańsku w Oddziale Gdańskim IŁ od lat był ukierunkowany głównie na systemy i urządzenia telegraficzne, a także na odpowiednie przyrządy i automaty badaniowe. Asortyment ten na przestrzeni lat obejmował m.in. następujące urządzenia pomiarowe:

- telegraficzne automaty pomiarowe typów TAP-A, TAP-M i TAP-U;
- mierniki zniekształceń telegraficznych typu MSZa-1;
- telegraficzne nadajniki pomiarowe typu TNP-1.

Szczególną pozycję stanowią w Oddziale Gdańskim IŁ oraz w tamtejszym WKW elektroniczne centrale telegraficzno-teleinformatyczne typu ECTT. Centrale te zostały opracowane w Oddziale, a ich prototypy wykonano w WKW. Pierwsza taka centrala została zainstalowana (i pozytywnie oceniona) w Słupsku. Obecnie są przygotowywane centrale ECTT dla Gdańska i Lublina.

### Ochrona patentowa wyników prac

Omawiając działalność i wyniki prac konstrukcyjnych Instytutu Łączności należy wspomnieć o dorobku dotyczącym ochrony patentowej opracowań IŁ. Dotychczasowy dorobek w tym obszarze wynosi 320 patentów i wzorów użytkowych. Obecnie przed Urzędem Patentowym prowadzone jest postępowanie o udzielenie patentów na 72 wynalazki pracowników Instytutu.

### **Działalność doświadczalno-produkcyjna IŁ w warunkach gospodarki rynkowej**

Zmiany modelu gospodarczego Polski, wyrażające się między innymi w przejściu z rynku producentów w rynek konsumentów, wpływają także na sytuację ekonomiczną ośrodków doświadczalno-produkcyjnych. Dotyczy to także działalności Instytutu Łączności w tym zakresie. Jednocześnie zmieniają się warunki finansowania jednostek naukowo-badawczych i rozwojowych. Zmienił się także dotychczasowy (eksploatacyjno-przemysłowy) profil prac Instytutu Łączności. Zwiększył się udział prac eksperckich, systemowo-sieciowych i homologacyjnych, zaś zmniejszyła się liczba prac konstrukcyjnych i wdrożeniowych. Spowodowało to zredukowanie zapotrzebowania na usługi warsztatowe i modelowe. Wytwarzane w zapleczu doświadczalnym IŁ urządzenia telekomunikacyjne i pomiarowe będą przedmiotem gry rynkowej. Wpłynie to na dalsze losy omawianego zaplecza Instytutu, które będzie musiało dostosować się aktywnie do nowej sytuacji ekonomicznej.

### **DALSZE KIERUNKI DZIAŁALNOŚCI INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI**

Instytut Łączności do roku 1971 był jednostką budżetową. W dwudziestu następnych latach działalność Instytutu była finansowana z własnych dochodów uzyskiwanych ze sprzedaży zrealizowanych prac naukowo-badawczych, usług oraz wyrobów wytworzonych w jego zapleczu techniczno-produkcyjnym. Istotnym źródłem tych dochodów były środki finansowe uzyskiwane z funduszy problemów węzłowych lub centralnych oraz problemów resortowo-branżowych, których Instytut był głównym wykonawcą. Rok bieżący, z punktu widzenia finansowania jednostek naukowo-badawczych, jest rokiem przejściowym. Poczynając od roku 1992, obowiązywać będą nowe zasady finansowania całego obszaru nauki.

Uchwalona przez Sejm nowa ustawa o łączności w istotny sposób zmienia rolę Ministerstwa Łączności, a także strukturę,

dotychczas monopolistycznej, państwowej jednostki organizacyjnej "Polska Poczta, Telegraf i Telefon". Niewątpliwie zmieni to również rolę i znaczenie Instytutu Łączności.

Powyższe zmiany prawne spowodują, że z PPTiT zostanie w roku przyszłym wyodrębniona spółka akcyjna skarbu Państwa "Polska Telekomunikacja", a także pojawią się w znacznej liczbie niezależni od państwa operatorzy, działający w różnych płaszczyznach sieci i oferujący różne usługi telekomunikacyjne. Sytuacja taka stwarza Instytutowi Łączności nowe możliwości działań, prowadzonych w imieniu Ministerstwa Łączności, na rzecz zapewnienia jednolitości technicznej sieci telekomunikacyjnej kraju, utrzymania należytych parametrów jakościowych i niezawodnościowych urządzeń i systemów telekomunikacyjnych, a także w zakresie doradztwa specjalistycznego.

Odnosić należy jakościowe zmiany w stosunkach między przemysłem telekomunikacyjnym a Instytutem Łączności. Zerwanie z autarkicznym modelem gospodarki krajowej oraz napływ kapitałów zagranicznych, w tym tworzenie w przemyśle telekomunikacyjnym spółek typu "joint-venture", powoduje przestawianie się przedsiębiorstw przemysłowych na zagraniczne technologie. Zmniejsza to zapotrzebowanie i zainteresowanie na krajowe, w tym instytutowe, opracowania sprzętowe. Należy też mieć na uwadze to, że uruchamianie w krajowym przemyśle telekomunikacyjnym nowych wyrobów (konkurujących ze sobą wykonaniem), a także wzmożony import urządzeń i systemów telekomunikacyjnych, stwarza zwiększone zapotrzebowanie na prowadzenie badań technicznych (typów i prototypów) i na badania homologacyjne.

Wymienione wyżej okoliczności stwarzają nową sytuację, w której Instytut będzie działał w latach następnych. Jako jednostka naukowo-badawcza podporządkowana Ministrowi Łączności, a przy tym nie będąca przedmiotem gry rynkowej, Instytut Łączności powinien stać się intelektualnym zapleczem decyzji Ministra w sferze technicznej i systemowej, wspomaganych badaniami naukowymi. Obejmowałoby to zwłaszcza takie dziedziny działalności statutowej Instytutu Łączności, jak:

● Prace badawczo-naukowe w zakresie rozwoju telekomunikacyjnej sieci Państwa, w tym opracowywanie koncepcji technicznych rozwoju całej sieci, a także sieci cząstkowych, np. międzyimiastowych, okręgowych, radiowych i innych, a także opracowywanie planów transmisji, numeracji, kierunków ruchu itp.

● Normalizacja i standaryzacja systemów i urządzeń telekomunikacyjnych, a w szczególności dostosowywanie polskich standardów do standardów EWG. Instytut Łączności, będąc członkiem ETSI, powinien być resortową jednostką koordynującą wdrażanie i rozpowszechnianie telekomunikacyjnych standardów ETSI poprzez bieżące rozpowszechnianie dokumentów międzynarodowych organizacji (w tym również CCITT i CCIR) oraz przez prowadzenie biblioteki norm, standardów i zaleceń międzynarodowych. Powinny być utrzymane kompetencje Instytutu dotyczące opracowywania wymagań techniczno-eksploatacyjnych, z uwzględnieniem potrzeb polskiej sieci telekomunikacyjnej oraz nowych technik i technologii.

● Badania przydatności systemów i urządzeń przewidzianych do stosowania w sieci telekomunikacyjnej przez różnych operatorów. Działalność Instytutu w tym zakresie powinna być ukierunkowana na opracowywanie metod badań systemów i urządzeń wdrażanych do sieci krajowej, a także na bieżące prowadzenie badań jakości transmisji w sieciach różnych operatorów. Instytut Łączności powinien być nadal resortową jednostką organizacyjną upoważnioną do badań technicznych związanych z potrzebami homologacyjnymi. Zasługuje na rozważenie utworzenie w Instytucie - Centrum Jakości i Niezawodności Sieci Telekomunikacyjnych w połączeniu z bankiem danych do analizy i badań niezawodnościowych.

● Zastosowanie nowych technik i technologii w sieciach łączności, w tym w szczególności technik optoelektronicznych i światłowodowych, technik satelitarnych oraz cyfrowych, a także sieci z integracją usług (ISDN). W tym obszarze działalność Instytutu powinna być ukierunkowana głównie na perspektywiczne badania systemowe, zmierzające do zastosowania

w kraju współczesnych, rozwiniętych systemów i urządzeń telekomunikacyjnych. Ponadto powinno być prowadzone, dla wszystkich zainteresowanych, doradztwo techniczne (ekspertyzy) oraz seminaria i szkolenie w zakresie nowych technik telekomunikacyjnych.

● Badania wykorzystania widma częstotliwości radiowych, badania propagacyjne oraz badania w zakresie kompatybilności elektromagnetycznej. Działalność Instytutu Łączności w tym obszarze powinna przede wszystkim rozwijać podstawy techniczne gospodarki widma częstotliwości radiowych, a także, poprzez badania i analizy wykorzystywania częstotliwości, racjonalizować gospodarkę zasobami tego widma. Powinny być także prowadzone analizy propagacyjno-sieciowe dla potrzeb Ministerstwa Łączności i Państwowej Agencji Radiokomunikacyjnej, związane z koordynacją wykorzystania częstotliwości radiowych na terenie kraju i zagranicą. Ściśle się z tym wiąże potrzeba opiniowania dla potrzeb resortu rozwojowych planów sieci radiokomunikacyjnych i radiodyfuzyjnych. Bardzo ważnym obszarem tej tematyki są badania urządzeń, systemów i środowiska elektromagnetycznego w celu zapewnienia kompatybilności elektromagnetycznej w sieciach radiotelekomunikacyjnych i telekomunikacyjnych.

● Badania dotyczące systemów utrzymania, nadzoru i zarządzania sieciami telekomunikacyjnymi, w tym badania dotyczące metrologii telekomunikacyjnej. W tym obszarze działalność Instytutu Łączności powinna być skoncentrowana nad pracami dotyczącymi koncepcji scentralizowanego systemu utrzymania, nadzoru i zarządzania sieciami telekomunikacyjnymi, zgodnej z zaleceniami CCITT dla tych sieci. Drugim istotnym obszarem w tej dziedzinie jest opracowanie nowych (w tym dotyczących optoelektroniki) i utrzymywanie istniejących wzorów metrologicznych oraz współpraca ze służbami metrologicznymi resortu łączności.

● Badania ekonomiczne i socjologiczne związane z wpływem rozwoju telekomunikacji na rozwój gospodarczy i życie społeczne.

ne. W obszarze tym - oprócz aspektów czysto ekonomicznych, jak badanie efektywności ekonomicznej (inwestycyjnej i eksploatacyjnej) systemów i urządzeń telekomunikacyjnych - należy podjąć badania dotyczące optymalnej organizacji samych struktur telekomunikacji, co jest szczególnie ważne ze względu na demopolizację obsługi sieci. Należy także zająć się badaniami dotyczącymi taryfikacji usług telekomunikacyjnych. Stale rosnąca rola czynników ekonomicznych w rozwoju telekomunikacji stwarza pilną potrzebę rozwijania badań w tej dotychczas zaniedbanej dziedzinie.

\* \* \*

Realizacja wyżej wymienionych kierunków działalności Instytutu Łączności wymaga należytego wyposażenia laboratoriów i ośrodków badawczych Instytutu. Już obecnie Instytut posiada niejednokrotnie unikalną w skali kraju, aparaturę naukowo-badawczą. Dążenie Polski, a w tym resortu łączności i Instytutu Łączności, do nawiązania partnerskich relacji z gospodarką i techniką krajów zachodnich, wymaga przeorganizowania laboratoriów Instytutu i stałego ich wyposażania w nowoczesną aparaturę naukową i pomiarową. Niezbędne jest także pozyskanie do pracy w Instytucie i przeszkolenie liczного grona nowych, młodych specjalistów.

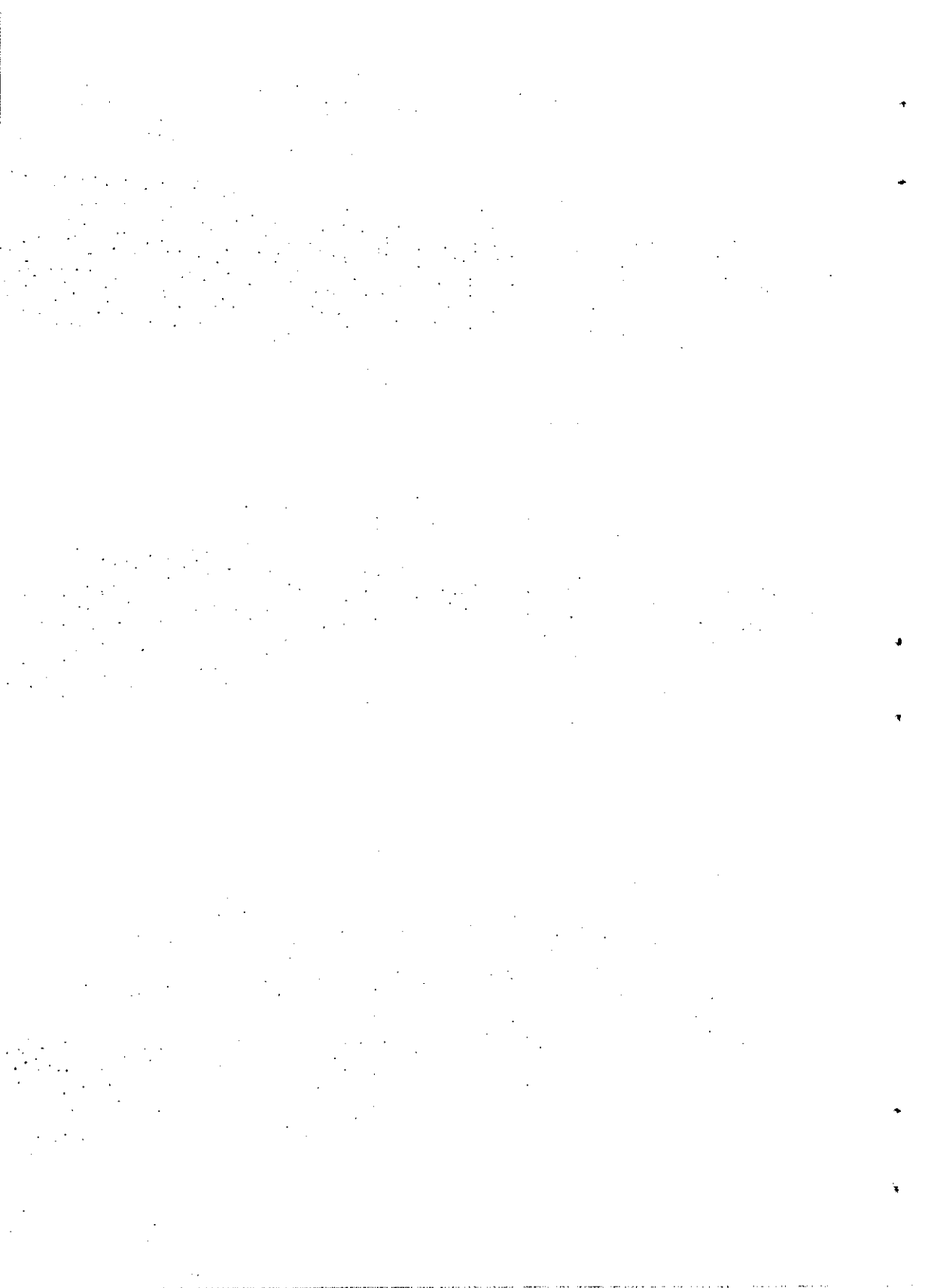
Instytut Łączności zamierza zabiegać o uzyskanie z organów rządowych tzw. "grantów" na realizację wybranych szczególnie ważnych dla rozwoju polskiej telekomunikacji, tematów badawczych. W przypadku uruchomienia, jak się to przewiduje w wybranych dziedzinach gospodarki narodowej, rządowych programów badaniowych, a następnie zaliczenia do nich również telekomunikacji, Instytut Łączności będzie się ubiegał o przyznanie funduszy na realizację takiego programu. Byłoby to naturalne przedłużenie dotychczasowej działalności Instytutu i umożliwiłoby większą koncentrację sił i możliwość krajowego zaplecza naukowo-badawczego telekomunikacji dla osiągnięcia priorytetowego celu, jakim jest przyspieszenie rozwoju i zbudowanie nowoczesnej sieci telekomunikacyjnej w Polsce.

Należy oczekiwać, że tak, jak to miało miejsce w minionych czterdziestu latach, tak i w rozpoczętym ostatnim dziesięcioleciu tego wieku Instytut Łączności swoim potencjałem merytorycznym i materialnym będzie dobrze służył polskiej telekomunikacji.

## WYKAZ LITERATURY

1. Kossakowski Z. i inni: X-lecie Instytutu Łączności 1951-1961. Instytut Łączności, Warszawa 1961.
2. Kossakowski Z. i inni: XX-lecie Instytutu Łączności 1951-1971. Instytut Łączności, Warszawa 1971.
3. Niewiadomski C. i inni: Instytut Łączności XXV-lecie 1951-1976. Instytut Łączności, Warszawa 1976.
4. Zieliński A.: 50 lat działalności instytutów naukowo-badawczych w resorcie łączności. Prace Instytutu Łączności - zeszyt specjalny, nr 91, WKiŁ, Warszawa 1984.
5. Zeszyt specjalny z artykułami dotyczącymi wyników badań uzyskiwanych w latach 1986-1990 w ramach Centralnego Programu Badawczo-Rozwojowego "Telekomunikacja". Przegląd Telekomunikacyjny, nr 2-3, 1991.
6. Zeszyt specjalny z artykułami dotyczącymi wyników badań uzyskiwanych w latach 1986-1990 w ramach Resortowych Programów Badawczo-Rozwojowych koordynowanych przez Instytut Łączności. Przegląd Telekomunikacyjny, nr 7, 1991.
7. Zeszyt specjalny z artykułami z okazji 40-lecia Instytutu Łączności. Przegląd Telekomunikacyjny, nr 9, 1991.





Lucjan Gęborys

621.396.43.037.37:621.391.883

**METODYKA OBLICZEŃ JAKOŚCI TRANSMISJI  
W CYFROWYCH LINIACH RADIOWYCH  
O DUŻEJ PRZEPŁYWNOŚCI (140 Mbit/s)**

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dn. 1991.02.12.

W pracy przedstawiono metodykę obliczeń parametrów jakościowych linii radiowych o dużej przepływności oraz opracowane do tego celu w Instytucie Łączności programy komputerowe. Uwzględniono wpływ zaników selektywnych, korektorów sygnału, odbioru zbiorczego oraz zakłóceń współnokanałowych od linii radiowych.

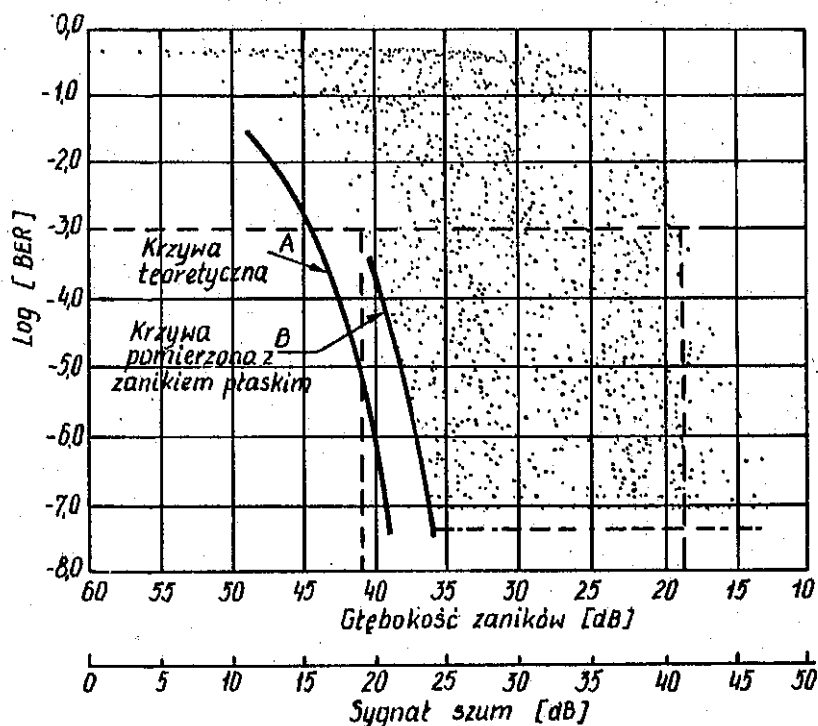
**1. WPROWADZENIE**

W procesie projektowania cyfrowych linii radiowych o małej i średniej przepływności, omówionym w poprzedniej pracy [6], obliczenia parametrów jakościowych są realizowane przy założeniu występowania tzw. zaników płaskich z pominięciem zaników selektywnych. W niniejszym artykule, stanowiącym kontynuację ww. tematyki, przedstawiono metodykę i programy komputerowe, umożliwiające obliczenie parametrów jakościowych cyfrowych linii radiowych o dużej przepływności (140 Mbit/s). Uwzględniono przy tym wpływ zaników selektywnych za pomocą tzw. metody sygnatury, zastosowanie układów przeciwzanikowych oraz odbiór zbiorczy częstotliwościowy i przestrzenny. Zaprezentowano również nowo opracowane programy komputerowe, oznaczone symbolami JRC 160 i JRC 161, realizujące obliczenia parametrów jakościowych prześel i relacji cyfrowych linii radiowych o dużej przepływności. Programy te wyznaczają również, analogicznie jak programy JRC 895 i ZPC 845 [6], wpływ zakłóceń na parametry jakościowe badanych linii radiowych.

## 2. ZANIKI SELEKTYWNE

### 2.1. Wpływ i istota zaników selektywnych

Wyniki pomiarów parametrów jakościowych cyfrowych linii radiowych 34 i 140 Mbit/s w czasie zaników wielodrogowości wykazują, że jakość transmisji w tych liniach jest znacznie gorsza, niż wynika to z metody obliczeń stosowanej dla linii o przepływnościach 2 i 8 Mbit/s. Ilustruje to rys. 1 [3], na którym pokazano wyniki pomiarów współczynnika stopy błędów (BER) w trakcie zaników wielodrogowości w cyfrowej linii radiowej o długości 42,5 km, pracującej w pasmie 4 GHz z prze-

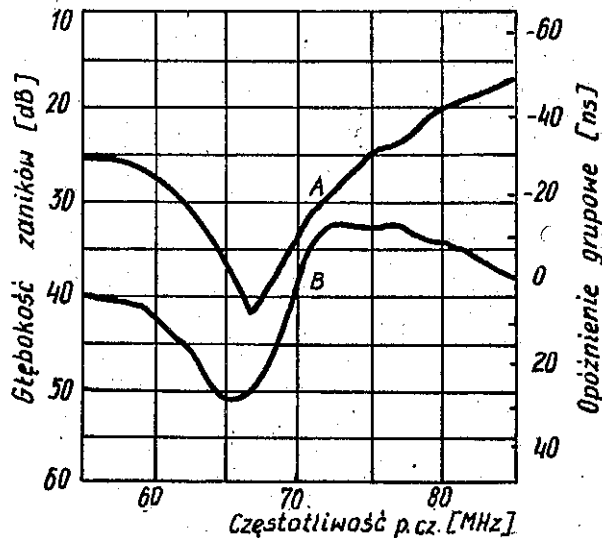


Rys. 1. Przykład pomiarów BER w trakcie zaników wielodrogowości

częstotliwość: 4 GHz, przepływność: 45 Mbit/s,  
modulacja: 8 PSK, długość przęsła: 42,5 km

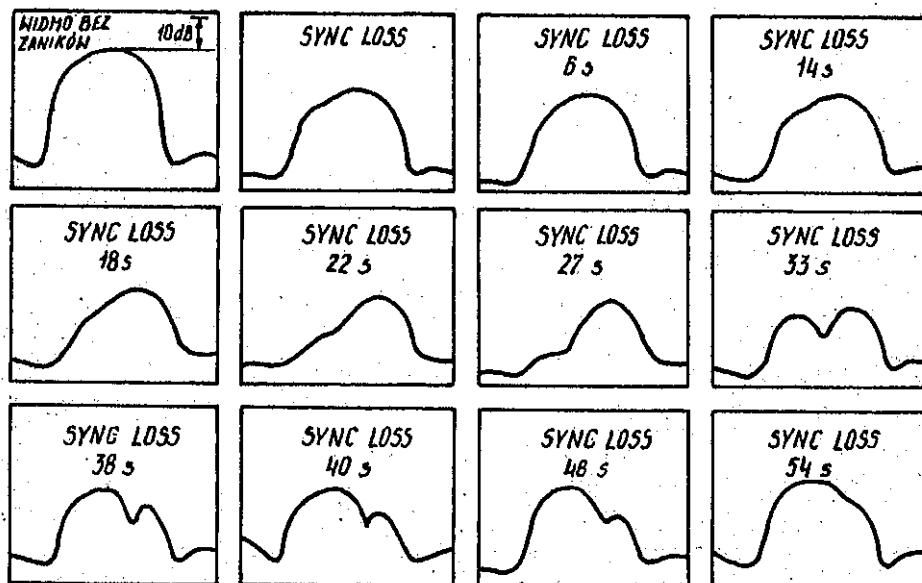
pływnością 45 Mbit/s i modulacją typu 8 PSK. Każda kropka reprezentuje pomiar o czasie trwania 1 s, w którym zaobserwowano występowanie błędów. Rysunek pokazuje również zależność BER od głębokości zaników przy zanikach płaskich (nadajnik i odbiornik linii radiowej połączono za pomocą tłumika o regulowanej tłumienności). W przypadku zaników płaskich, BER o wartości  $10^{-3}$  jest mierzony przy zanikach 41 dB, natomiast na trasie rzeczywistej w niektórych przypadkach występuje on przy zanikach znacznie mniejszych, począwszy od 19 dB. Wynika stąd, że głównym źródłem pogorszenia jakości transmisji w cyfrowej linii radiowej o dużej przepływności są zaniki selektywne, powodujące różną tłumienność sygnału b.w.cz. dla różnych częstotliwości.

Selektywny (w funkcji częstotliwości) charakter zaników, potwierdzają wyniki badań podane na rys. 2 i 3. Rys. 2 [3] obrazuje wyniki pomiarów tłumienności i opóźnienia grupowego sygnału w funkcji częstotliwości w pasmie p.cz. odbiornika w czasie zaniku wielodrogowości. Zarówno tłumienność jak i opóźnienie grupowe podlegają zmianom o charakterze selektywnym.



Rys. 2. Charakterystyki cyfrowej linii radiowej mierzone w trakcie zaniku

A - amplituda, B - opóźnienie grupowe



Rys. 3. Widma sygnałów radiowych na wejściu cyfrowej linii radiowej 34 Mbit/s 4 PSK w czasie zaników selektywnych

Innym dowodem na selektywną naturę zaników wielodrogowości są pokazane na rys. 3 [11] wykresy widma sygnału o przepływności 34 Mbit/s z modulacją typu 4 PSK na wejściu odbiornika linii radiowej. Pierwszy wykres wykonano w warunkach braku zaników, natomiast następne - przy zanikach wielodrogowości w momencie utraty synchronizacji. Widać wyraźnie, że moc sygnału odbiorczego zmienia się nieznacznie; decydującą rolę odgrywają zniekształcenia obwiedni widma sygnału.

Zaniki selektywne są powodowane propagacją wielodrogową na skutek odbić sygnału b.w.cz. na trasie linii radiowej od powierzchni Ziemi i niejednorodności atmosfery. Sygnał wypadkowy na wejściu odbiornika równa się sumie sygnałów bezpośredniego i odbitych. Ulega on zmianom w zależności od chwilowych wartości amplitud i opóźnień fazowych sygnałów składowych.

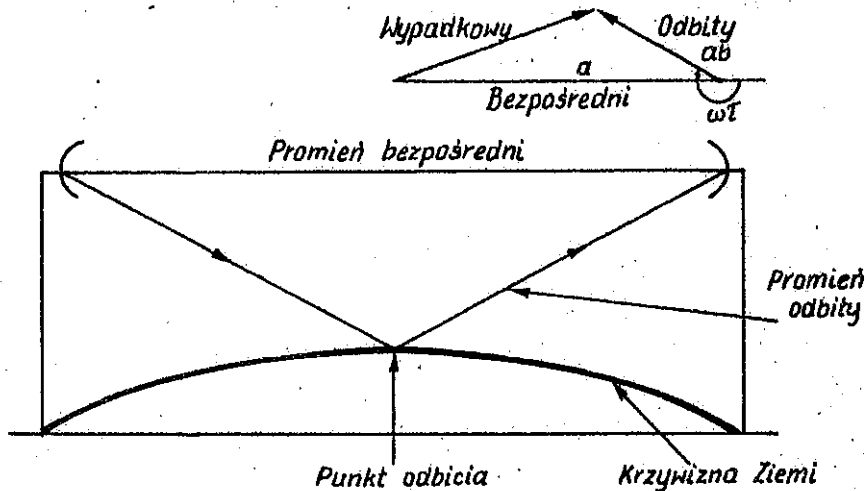
Spośród wielu modeli propagacji wielodrogowej najczęściej do analizy wpływu zaników selektywnych przyjmuje się model

2-promieniolowy. Fizycznym odpowiednikiem tego modelu jest pokazany na rys. 4 przypadek propagacji w warunkach odbić od powierzchni Ziemi. Oznaczając:

- $a$  - względna amplituda sygnału bezpośredniego,
- $ab$  - względna amplituda sygnału odbitego,
- $\tau$  - opóźnienie sygnału odbitego w stosunku do sygnału bezpośredniego,

funkcja przenoszenia tego modelu w trakcie zaniku wielodrogowości wyraża się wzorem [11]:

$$H(\omega) = a(1 + be^{-j\omega\tau}).$$

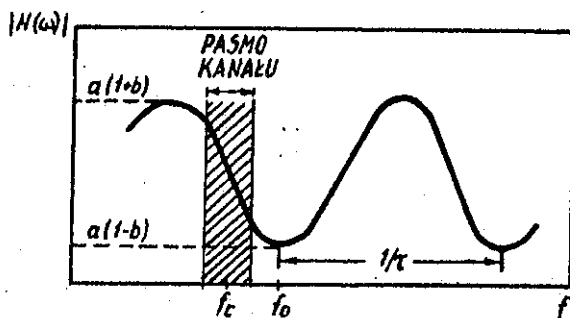


Rys. 4. Model propagacji dwupromieniowej

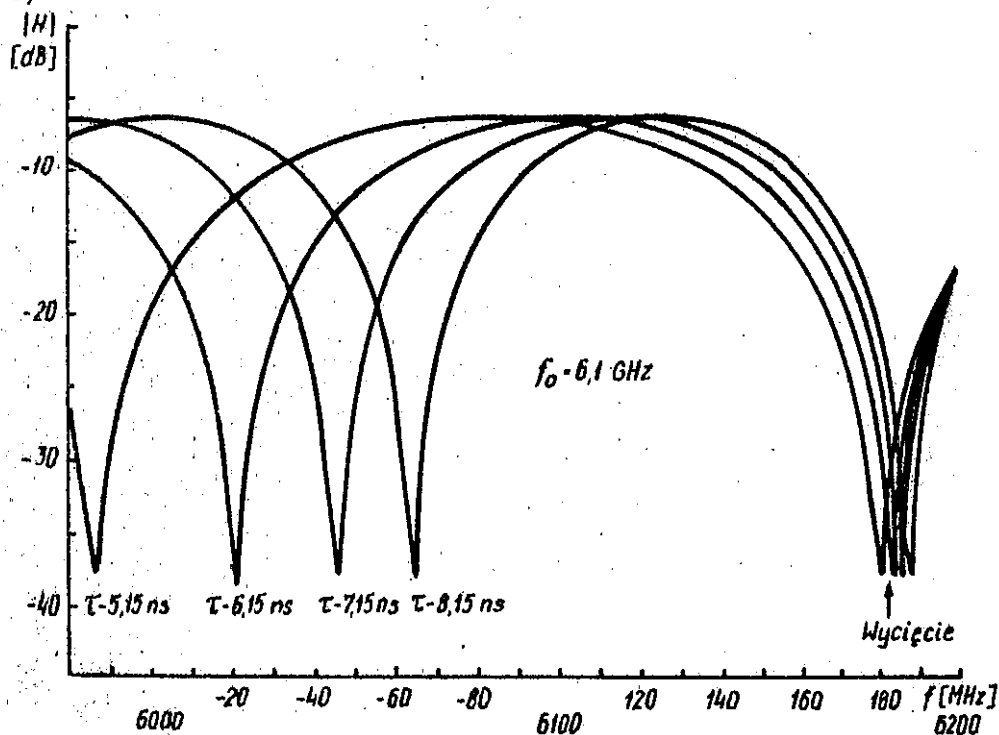
Amplituda sygnału wypadkowego zmienia się z pulsacją  $\omega$  pomiędzy  $a(1-b)$  i  $a(1+b)$ . Minimum funkcji  $|H(\omega)|$  występuje dla  $\omega\tau$  równego nieparzystej wielokrotności  $\pi$ . Podane zależności ilustruje rys. 5 [5], pokazujący sygnał odbierany w funkcji częstotliwości dla różnych wartości opóźnień sygnału odbitego. Dla określonej częstotliwości (6180 MHz) pojawia się bardzo duży (30 dB) zanik selektywny, tzw. wycięcie

(ang. notch). Odstęp pomiędzy poszczególnymi wycięciami wynosi  $1/\tau$

a)



b)



Rys. 5. Funkcja przenoszenia modelu propagacji dwupromieniowej

a) dla stałego opóźnienia sygnału odbitego; b) dla różnych opóźnień sygnału odbitego

Należy podkreślić, że zaniki selektywne występują również w przypadku transmisji w liniach radiowych o małej przepływności. Jednakże, ze względu na małą szerokość pasma b.w.cz. (do 10 MHz) oraz stosunkowo proste rodzaje modulacji (np. 4 PSK), odporne na interferencje międzysymbolowe, wpływ tych zaników może być pominięty. W cyfrowych liniach radiowych o dużej przepływności szerokość pasma b.w.cz. wynosi kilkadziesiąt MHz oraz są stosowane wielopoziomowe modulacje fazy typu 16 lub 64 QAM, co powoduje, że efekt zaników selektywnych wyraźnie uwydatnia się.

## 2.2. Sygnatura

Każdy system cyfrowej linii radiowej cechuje się charakterystyczną dla siebie wrażliwością na zniekształcenia sygnału wewnątrz przesyłanego pasma częstotliwości. Wrażliwość tę określa się za pomocą tzw. sygnatury (ang. signature).

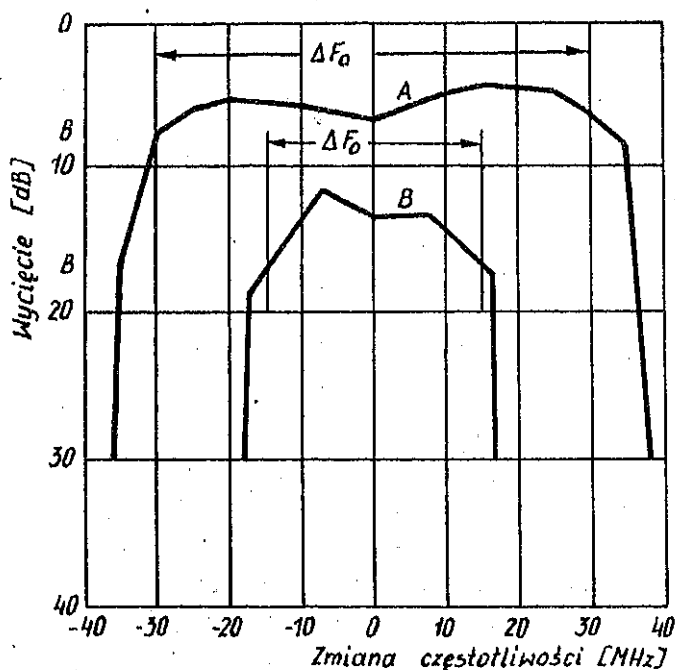
Sygnatura jest to charakterystyka określająca zależność względnej amplitudy sygnału odbitego na wejściu odbiornika w funkcji częstotliwości, przy której występuje określona wielkość współczynnika stopy błędów, np.  $BER = 10^{-3}$ . Charakterystyka ta jest wyznaczona dla stałej wartości opóźnienia pomiędzy sygnałem bezpośrednim i odbitym. Najczęściej spotykaną wartością opóźnienia jest 6,3 ns. Amplituda sygnału odbitego  $-B_r$  jest wyrażana w mierze logarytmicznej w stosunku do sygnału bezpośredniego zgodnie z zależnością:

$$B_r = -20 \log \frac{B}{A},$$

gdzie A i B oznaczają amplitudy sygnałów bezpośredniego i odbitego.

Typowy przykład sygnatury dla systemu o przepływności 140 Mbit/s i 16 QAM pokazano na rys. 6 - krzywa A [3]. Punkty na krzywej obrazują głębokość wycięcia, przy którym występuje określona wartość BER dla danej częstotliwości. W przykładzie przyjęto model propagacji dwupromieniowej ze stałym opóźnieniem sygnału odbitego wynoszącym 6,3 ns oraz  $BER = 10^{-3}$ .





Rys. 6. Sygnatury dla systemu 140 Mbit/s,  
16 QAM,  $\text{BER} = 10^{-3}$ ,  $\tau = 6,3 \text{ ns}$

A - demodulator, B - demodulator + korektor częstotl./czasowy

Sygnatura jest wyznaczana w laboratorium za pomocą symulatorów zaników wielodrogowości dla dwóch rodzajów zaników: minimum fazy i nie minimum fazy pomiędzy sygnałami bezpośrednim i odbitym. Stanowi ona jeden z ważnych parametrów charakteryzujących odbiornik cyfrowej linii radiowej o dużej przepływności.

### 2.3. Układy przeciwwzanikowe - korektory sygnałów

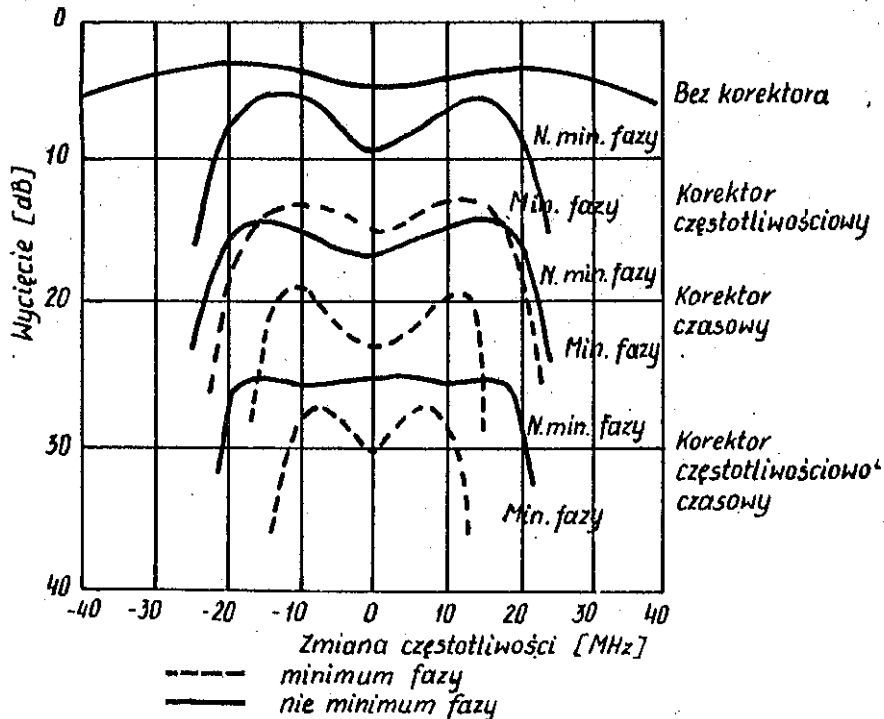
Podstawową metodą przeciwdziałania zanikom selektywnym jest zastosowanie w odbiorniku cyfrowej linii radiowej układów przeciwwzanikowych, tzw. korektorów sygnałów (ang. equalizers). Śledzą one w sposób ciągły zmiany widma sygnału na wejściu odbiornika i starają się eliminować zaburzenia w tym widmie w trakcie zaników wielodrogowości.

Korektory sygnałów dzielą się na dwie grupy [3]:

- 1) działające w dziedzinie częstotliwości,
- 2) działające w dziedzinie czasu.

Korektory sygnałów pierwszej grupy zawierają jeden lub więcej linearnych układów, korygujących zniekształcenia charakterystyk amplitudy i opóźnienia grupowego w funkcji częstotliwości. Zmniejszają one kilkakrotnie wpływ zaników selektywnych.

Korektory sygnałów drugiej grupy reagują bezpośrednio na zakłócenia pomiędzy symbolami sygnału cyfrowego. Śledząc w sposób ciągły charakter sygnału w układzie decyzyjnym (wybór 1 lub 0) przeciwdziałają zaburzeniom tego sygnału w trakcie zaników selektywnych. Korektory sygnałów tego typu zmniejszają kilkunastokrotnie wpływ zaników selektywnych.



Rys. 7. Sygnatury dla systemu 140 Mbit/s,  
16 QAM, BER =  $10^{-3}$ ,  $\tau = 6,3$  ns

Przykłady sygnatur z zastosowaniem korektorów sygnałów zaprezentowano na rys. 6 i 7. Na rys. 6 krzywa 8 przedstawia sygnaturę systemu 140 Mbit/s, 16 QAM z korektorem sygnałów działającym w dziedzinie czasu [3]. Na rys. 7 pokazano typowe sygnatury współczesnego systemu cyfrowej linii radiowej 140 Mbit/s, 16 QAM, pracującego w zakresie 6,7 GHz wykonane dla  $BER = 10^{-3}$  i  $\tau = 6,3$  ns:

- bez korektora sygnałów,
- z korektorem sygnałów działającym w dziedzinie czasu,
- z korektorem sygnałów działającym w dziedzinie częstotliwości,
- dla obydwóch rodzajów korektorów sygnałów.

Charakterystyki sygnatur z korektorami sygnałów wykonano dla propagacji typu minimum fazy i nie minimum fazy.

### 3. PODSTAWOWE ZALEŻNOŚCI STOSOWANE PRZY ODBIORZE ZWYKŁYM

#### 3.1. Sumaryczny procent czasu przekroczenia danego BER

Zgodnie z zaleceniem 634 CCIR jakość transmisji w cyfrowych liniach radiowych określa się, obliczając procenty czasu przekroczenia  $BER = 10^{-3}$  i  $BER = 10^{-6}$  w okresie najgorszego miesiąca roku. Jeśli obliczone wartości spełniają wymagania określone w ww. zaleceniu, uznaje się, że linia radiowa zaprojektowana jest prawidłowo.

W przypadku cyfrowych linii radiowych o dużej przepływności przyjmuje się, że całkowity procent czasu przekroczenia danego BER równa się sumie procentów czasu powodowanego zanikami płaskimi  $P_F$  i selektywnymi  $P_S$ :

$$P_T(BER) = P_F(BER) + P_S(BER).$$

Wpływ poszczególnych rodzajów zaników rozpatruje się niezależnie od siebie.

### 3.2. Wpływ zaników płaskich

Procent czasu przekroczenia danego BER w zależności od zaników płaskich wyznacza się analogicznie jak dla linii radiowych o małej przepływności [6]. Stosuje się następującą zależność:

$$P_F(\text{BER}) = P(F) \cdot 100. \quad [\%]$$

W zależności tej  $P(F)$  określa prawdopodobieństwo wystąpienia głębokiego zaniku, o wartości większej od 15 dB, w przeciętnej linii radiowej w okresie najgorszego miesiąca roku. Zgodnie ze sprawozdaniem 338-4 CCIR [2] prawdopodobieństwo to określa się ze wzoru:

$$P(F) = P_0 \cdot 10^{-\text{MFI}(\text{BER})/10}$$

gdzie:

$$P_0 = 3 \cdot 10^{-7} \cdot Q \cdot f \cdot d^3$$

- $Q$  - współczynnik zależny od ukształtowania terenu  
 = 1 dla terenów o średnim pofałdowaniu,  
 = 3 dla terenów płaskich,  
 = 0,4 dla terenów górzystych,

$f$  - częstotliwość fali nośnej, w [GHz],

$d$  - długość przęsła, w [km],

$\text{MFI}(\text{BER})$  - zapas na zaniki dla danego BER, z uwzględnieniem zakłóceń dochodzących na wejście odbiornika linii radiowej, w [dB].

Zależność określającą wartość  $P_0$  przyjęto do stosowania na obszarze Polski na podstawie wyników badań propagacyjnych na trasach linii radiowych. Ma ona podobny charakter do zależności stosowanych w innych krajach Europy, a uzyskiwane za jej pośrednictwem wyniki obliczeń jakości transmisji wykazują większy procent czasu występowania błędów w transmisji niż w przypadku wzorów dla Europy północno-zachodniej oraz mniejszy niż dla centralnych obszarów europejskiej części ZSRR.

Zapas na zaniki określa się z wzoru:

$$MF(BER) = P_{\text{oddb}} - P_{\text{pr}}(BER)$$

gdzie:

$P_{\text{oddb}}$  - moc sygnału użytecznego na wejściu odbiornika linii radiowej, w [dBm],

$P_{\text{pr}}(BER)$  - moc progu odbioru, przy której występuje określona wielkość BER, w [dBm].

Moc sygnału użytecznego na wejściu odbiornika wyznacza się z bilansu mocy na trasie linii radiowej przy założeniu propagacji jak w wolnej przestrzeni [6]. Moc progu odbioru dla danego BER podawana jest w danych katalogowych aparatury linii radiowej.

### 3.3. Wpływ zakłóceń na zmniejszenie zapasu

Sygnały zakłócające dochodzące na wejściu odbiornika powodują zwiększenie mocy progowej, przez co ulega zmniejszeniu zapas systemu na zaniki.

Zapas MFI z uwzględnieniem sygnałów zakłócających wspólnokanałowych wyznacza się ze wzorów:

$$MFI[\text{dB}] = MF[\text{dB}] + P'_{\text{oddb}}/N[\text{dB}] - P'_{\text{oddb}}/(N+I) [\text{dB}]$$

$$P'_{\text{oddb}}/N[\text{dB}] = P'_{\text{oddb}}[\text{dBm}] - 10 \log FKTB [\text{dBm}]$$

$$P'_{\text{oddb}}/(N+I) [\text{dB}] = P'_{\text{oddb}}/N[\text{dB}] - 10 \log \left\{ 1 + \sum_{i=1}^n 10^{\frac{P'_{\text{oddb}}/N - (P'_{\text{oddb}}/I)i}{10}} \right\}$$

gdzie:

MF - zapas bez zakłóceń, w [dB],

N - moc szumów cieplnych na wejściu odbiornika, w [dBm],

$P'_{\text{oddb}}$  - moc minimalna sygnału użytecznego na wejściu odbiornika, przy której występuje określony BER, w [dBm],

I - moc zakłóceń, w [dBm],

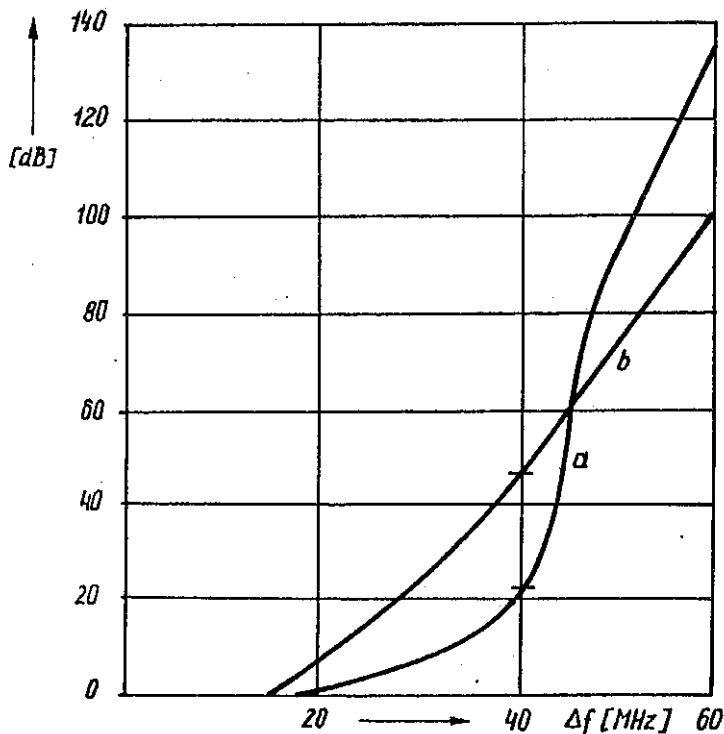
F - współczynnik szumów odbiornika,

K - stała Boltzmanna,  $K = 1,38 \cdot 10^{-23}$  W/Hz°K,

- $T$  - temperatura otoczenia, w [K],  
 $B$  - szerokość pasma odbiornika, w [Hz],  
 $N+I$  - łączna moc szumów i zakłóceń na wejściu odbiornika, w [dBm].

Moc zakłóceń współnokanałowych wyznacza się z bilansu mocy pomiędzy nadajnikiem przęśla zakłócającego i odbiornikiem przęśla zakłócanego, z uwzględnieniem kierunkowości anten [6,7].

W przypadku sygnałów niewspólnokanałowych moc zakłóceń ulega zmniejszeniu o tzw. współczynnik redukcji, zależny od widm sygnałów oraz różnicy ich częstotliwości nośnych. Przykłady charakterystyk pokazujących zależność współczynników redukcji od odstępu częstotliwości nośnych dla systemu cyfrowego o przepływności 140 Mbit/s pokazano na rys. 8 [5].



Rys. 8. Współczynniki redukcji dla cyfrowej linii radiowej DRS 140.

a) DRS 140 - DRS 140; b) FM 2700 - DRS 140

### 3.4. Wpływ zaników selektywnych (metoda sygnatury)

Procent czasu przekroczenia danego BER w zależności od zaników selektywnych wyznacza się w następujący sposób [4, 9]:

- 1) Określa się prawdopodobieństwo występowania na danej trasie zaników selektywnych:

$$\eta = 0,182 \cdot P_0^{0,7}.$$

Zaniki selektywne stanowią część zaników wielodrogowości.

- 2) Określa się prawdopodobieństwo przekroczenia danego BER na skutek oddziaływania zaników selektywnych,  $P_r$ :

$$P_r(\text{BER}) = \eta \cdot \left( \frac{\tau_0}{T_s} \right)^2 \cdot \alpha_{\text{mod}},$$

gdzie:

$\tau_0$  - średni względny czas opóźnienia sygnału na trasie, w [s],

$$\tau_0 = \left( \frac{d}{50} \right)^{1,5},$$

$d$  - długość przęsła, w [km],

$T_s$  - czas trwania symbolu, w [s],

$$T_s = \frac{\lg_2 M}{f_r},$$

$M$  - liczba poziomów modulacji,

$f_r$  - częstotliwość rytmu sygnału cyfrowego, w [Hz],

$a_{\text{mod}}$  - współczynnik czułości modulacji

$$a_{\text{mod}} = 4,3 \cdot K_a \cdot K_b$$

$K_a, K_b$  - współczynniki wyznaczone z sygnatury dla danego BER.

- 3) Wyznacza się procent czasu przekroczenia  $\text{BER} = 10^{-3}$  i  $\text{BER} = 10^{-6}$ .

$$P_s(\text{BER}) = P_r(\text{BER}) \cdot 100 [\%].$$

### 3.5. Obliczanie współczynników $K_a$ , $K_b$

Dla danej sygnatury (rys. 6) współczynniki  $K_a$ ,  $K_b$  wyznacza się z następujących zależności [4]:

$$K_a = \Delta F_0 \cdot T_s,$$

$$K_b = \frac{T_s}{\tau} \cdot 10^{-B/10}$$

gdzie:

$\Delta F_0$  - szerokość pasma sygnatury, w [Hz],

$T_s$  - czas trwania symbolu, w [s],

$\tau$  - czas opóźnienia sygnałów w modelu 2-promieniowym, będący parametrem sygnatury, w [s],

$B$  - średnie wycięcie, w [dB].

W przypadku zastosowania układów przeciwzakłóceń sygnatura zależy od rodzaju propagacji sygnałów na trasie linii radiowej. Stąd dla danego typu korektora są podawane 2 rodzaje sygnatur: dla minimum fazy i nie minimum fazy (rys. 7). Współczynniki  $K_a$  i  $K_b$  są wyznaczane dla obydwóch rodzajów sygnatur, następnie oblicza się ich wartości średnie lub odpowiednie dla przyjętego modelu propagacji (np. 30% minimum fazy i 70% nie minimum fazy).

Przedstawiony wyżej sposób postępowania zastosowano dla przypadku sygnatur pokazanych na rys. 7. W tabelicy 1 zestawiono dane niezbędne do wyznaczania współczynników  $K_a$ ,  $K_b$  oraz wyniki obliczeń tych współczynników dla  $BER = 10^{-5}$ , natomiast w tabelicy 2 - analogiczne dane dla  $BER = 10^{-6}$ .



Tablica 1

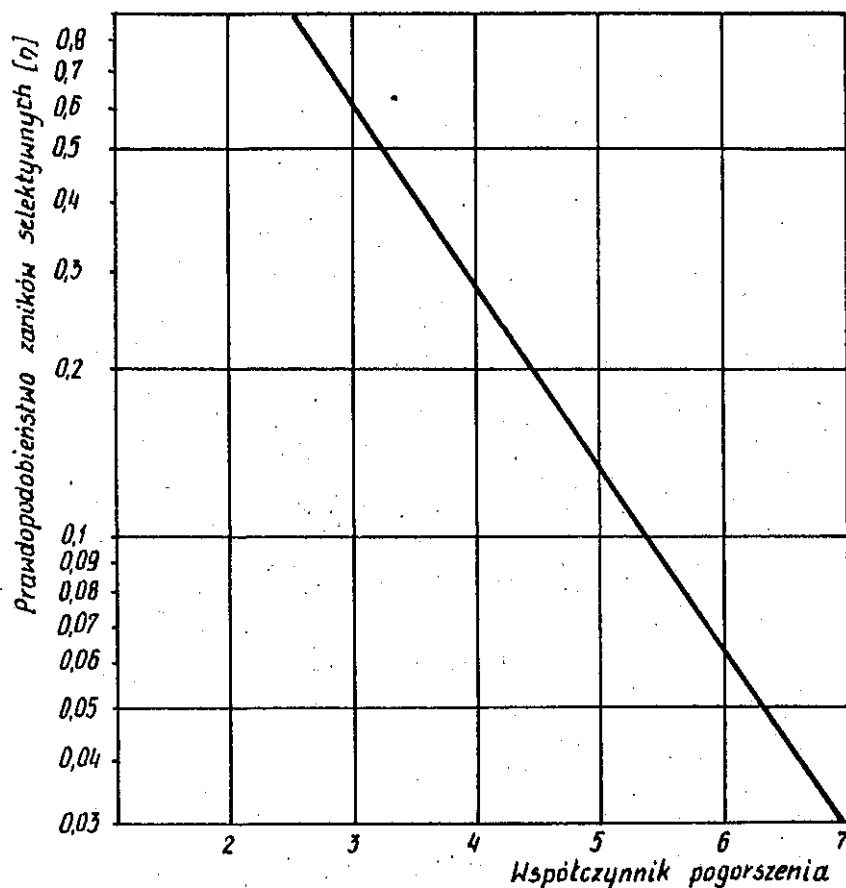
Współczynniki sygnałur  $K_a$ ,  $K_b$  dla cyfrowej linii radiowej  
140 Mbit/s, 16 QAM, 6,7 GHz dla BER =  $10^{-3}$

Rodzaj korektora sygnałów	$T_s$ ns	$\tau$ ns	N-MIN. FAZY				MIN. FAZY				70% N-MIN. FAZY 30% MIN. FAZY	
			$\Delta f_o$ [MHz]	B [dB]	$K_a$	$K_b$	$\Delta f_o$ [MHz]	B [dB]	$K_a$	$K_b$	$K_a$	$K_b$
Bez korektora	27,8	6,3	92	5	5	2,6	92	5	2,6	2,5	2,6	2,5
Korektor często- tliwościowy	27,8	6,3	50	7,5	1,4	1,8	40	16	1,1	0,7	1,19	1,03
Korektor czasowy	27,8	6,3	15	1,2	1,2	0,8	32	21	0,9	0,4	0,99	0,52
Korektor często- tliwościowo-cza- sowy	27,8	6,3	15	1,1	1,1	0,8	20	29	0,56	0,15	0,72	0,34

Tablica 2

Współczynniki sygnałów  $K_a$ ,  $K_b$  dla cyfrowej linii radiowej  
140 Mbit/s, 16 QAM, 6,7 GHz dla BER =  $10^{-6}$

Rodzaj korektora sygnałów	$T_s$ ns	$\tau$ ns	N. MIN. FAZY				MIN. FAZY				70% N. MIN. FAZY 30% MIN. FAZY	
			$\Delta f_o$ [MHz]	B [dB]	$K_a$	$K_b$	$\Delta f_o$ [MHz]	B [dB]	$K_a$	$K_b$	$K_a$	$K_b$
Bez korektora	27,8	6,3	112	3,5	3,1	3,0	112	3,5	3,1	3,0	3,1	3,0
Korektor częstotliwościowy	27,8	6,3	80	6,0	2,2	2,2	48	16	1,3	0,7	1,57	1,15
Korektor czasowy	27,8	6,3	40	12	1,1	1,1	38	17,5	1,0	0,6	1,03	0,75
Korektor częstotliwościowo-czasowy	27,8	6,3	38	17,5	1,0	0,6	38	24	1,0	0,3	1,0	0,39



Rys. 9. Zależność współczynnika pogorszenia 60 s/l s od zaników selektywnych dla  $BER = 10^{-6}$

### 3.6. Współczynnik pogorszenia dla $BER = 10^{-6}$ \*)

Zgodnie z zaleceniem 634 CCIR, jakość transmisji dla  $BER = 10^{-6}$  jest określana dla czasu integracji 1 minuta. Wyniki pomiarów wykazują, że jakość transmisji w cyfrowych liniach

\*) Najnowsze doniesienia (m.in. firmy ALCATEL) zalecają pomiar współczynnika pogorszenia przy projektowaniu cyfrowych linii radiowych.

radiowych zależy od czasu integracji i jest gorsza w przypadku czasu integracji 1 minuta niż 1 sekunda. Ponieważ podane w pkt. 3.1 ÷ 3.5 zależności odnoszą się do czasu integracji 1 sekunda i to zarówno dla  $BER = 10^{-3}$  jak i dla  $BER = 10^{-6}$ , występuje konieczność modyfikacji obliczeń dla  $BER = 10^{-6}$  poprzez pomnożenie wyników dla  $BER = 10^{-2}$  przez tzw. współczynnik pogorszenia. Współczynnik ten zależy od parametrów trasy; przyjmuje wartość od 2,5 do 7 i jest mniejszy dla prześła z trudnymi warunkami propagacji [4]. Zależność współczynnika pogorszenia od parametrów trasy, reprezentowanych przez prawdopodobieństwo występowania zaników selektywnych (patrz pkt. 3.4), przedstawiono na rys. 9.

#### 4. PODSTAWOWE ZALEŻNOŚCI STOSOWANE PRZY ODBIORZE ZBIORCZYM

##### 4.1. Konieczność stosowania odbioru zbiorczego

Wyniki obliczeń cyfrowych linii radiowych o dużej przepływności wykazują, że uzyskanie parametrów jakościowych, zgodnych z zaleceniami CCIR, jest przy odbiorze zwykłym bardzo trudne.

Radykalną poprawę uzyskuje się dzięki zastosowaniu odbioru zbiorczego typu przestrzennego lub częstotliwościowego. Zysk odbioru zbiorczego wynika z niejednoczesności zaników w torach radiowych sygnałów dochodzących na wejście odbiorników.

##### 4.2. Odbiór zbiorczy częstotliwościowy (1+1)

Przykład odbioru zbiorczego częstotliwościowego typu 1+1 pokazano na rys. 10.

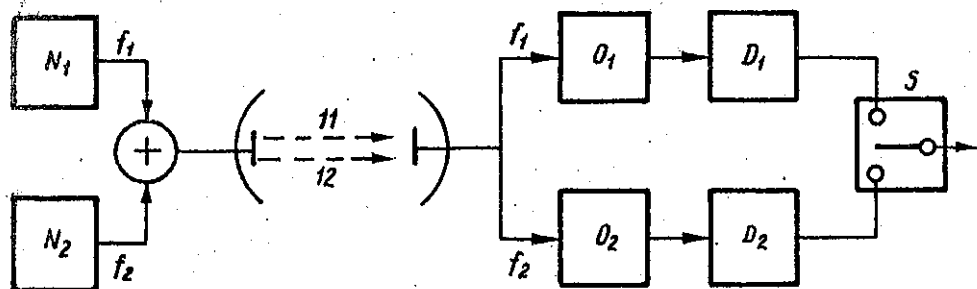
Zysk odbioru zbiorczego  $I(F)$  wyznacza się z zależności [4, 11]:

$$I(F) = P(F)/P_{1,2}(F),$$

gdzie:

$P(F)$  - prawdopodobieństwo przekroczenia progu odbioru, na skutek zaniku  $F$ , przez pojedynczy sygnał radiowy;

$P_{1,2}(F)$  - prawdopodobieństwo przekroczenia progu odbioru, na skutek zaniku  $F$ , przez silniejszy sygnał.



Rys. 10. Odbiór zbiorczy częstotliwościowy typu 1+1

Jeżeli nie występuje korelacja między ww. sygnałami, wówczas:

$$P_{1,2}(F) = P^2(F)$$

i zysk jest maksymalny:

$$I(F) = 1/P(F)$$

W rzeczywistości:  $P_{1,2} = P^2(F)/m$ , gdzie  $m$  jest współczynnikiem zależnym od rodzaju trasy i typu odbioru zbiorczego. Współczynnik  $m$  wyznacza się ze wzoru:

$$m = \eta (1 - K^2),$$

gdzie:

$\eta$  - prawdopodobieństwo wystąpienia zaników selektywnych na trasie linii radiowej;

$K^2$  - współczynnik korelacji pomiędzy dwoma sygnałami radiowymi.

W przypadku odbioru zbiorczego częstotliwościowego, jak na rys. 10, współczynnik korelacji określa się z zależności [4, 11]:

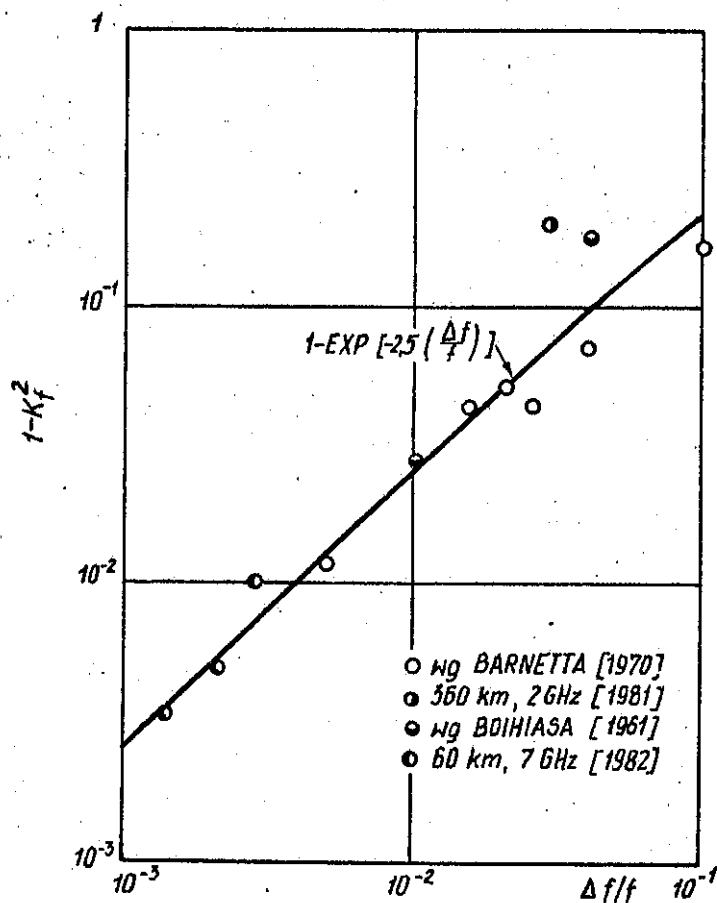
$$K_f^2 = \exp [-2,5 \cdot \Delta f/f],$$

gdzie:

$\Delta f$  - różnica częstotliwości pomiędzy dwoma sygnałami radiowymi  $f_1$  i  $f_2$ ,

$f$  - częstotliwość środkowa:  $f = (f_1 + f_2)/2$ .

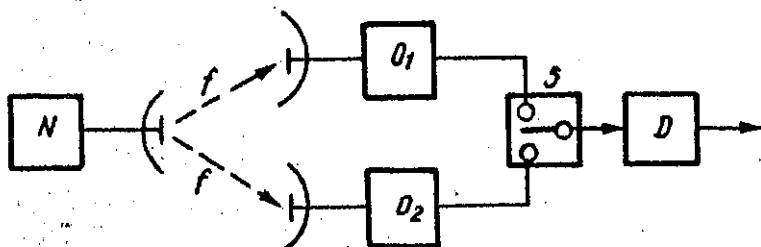
Zgodność wyżej wymienionego wzoru z wynikami badań propagacyjnych na trasach linii radiowych potwierdzają dane przedstawione na rys. 11 [wg 11].



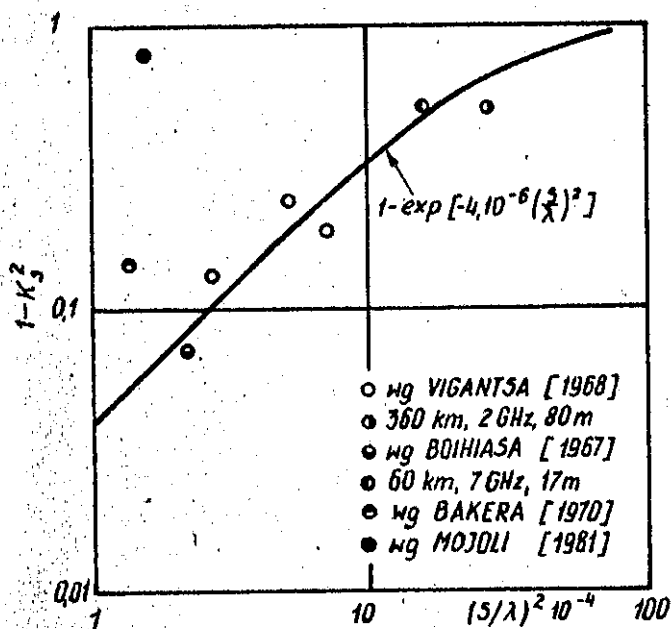
Rys. 11. Zależność wartości  $1 - K_f^2$  od  $\Delta f/f$  w przypadku odbioru zbiorczego częstotliwościowego

### 4.3. Odbiór zbiorczy przestrzenny

Przykład odbioru przestrzennego typu 1+1 pokazano na rys. 12.



Rys. 12. Odbiór zbiorczy przestrzenny typu 1+1



Rys. 13. Zależność wartości  $1 - K_s^2$  od  $s/\lambda$  w przypadku odbioru zbiorczego przestrzennego

Zysk odbioru zbiorczego wyznacza się w sposób identyczny jak dla odbioru zbiorczego częstotliwościowego, z tą różnicą, że zmianie ulega współczynnik korelacji [4, 11]:

$$K_S^2 = \exp [-4 \cdot 10^{-6} \cdot (s/\lambda)^2],$$

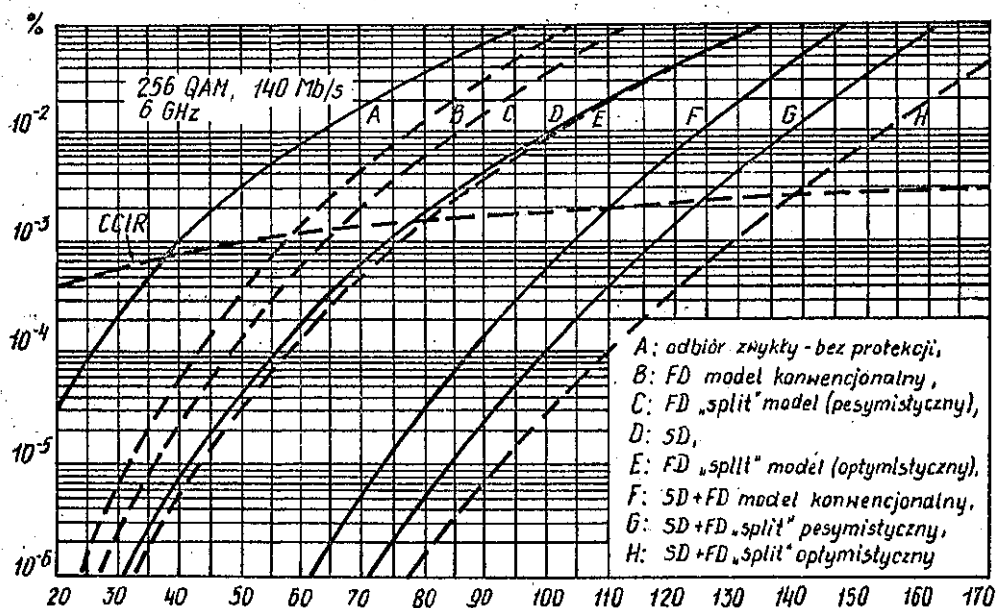
gdzie:

$s$  - odstęp pomiędzy antenami,

$\lambda$  - długość fali nośnej sygnału radiowego.

Zgodność tego wzoru z wynikami badań eksperymentalnych potwierdzają dane przedstawione na rys. 13 [wg 11].

Odbiór zbiorczy przestrzenny jest uważany za najbardziej skuteczny sposób polepszenia jakości transmisji w cyfrowych liniach radiowych.



Rys. 14. Zależność parametrów cyfrowej linii radiowej 140 Mbit/s, 256 QAM od rodzaju odbioru zbiorczego

model konwencjonalny - częściowa korelacja zaników selektywnych w kanale roboczym i protekcyjnym, "split" model - brak korelacji zaników selektywnych w kanale roboczym i protekcyjnym



Porównanie wpływu różnego rodzaju metod odbioru zbiorczego na parametry jakościowe cyfrowej linii radiowej 140 Mbit/s, 256 QAM, 6 GHz pokazano na rys. 14 [wg 8].

## 5. PROGRAMY KOMPUTEROWE DO OBLICZEŃ PARAMETRÓW JAKOŚCIOWYCH CYFROWYCH LINII RADIOWYCH O DUŻEJ PRZEPŁYWNOŚCI

### 5.1. Dane ogólne

Na podstawie metodyki przedstawionej w pkt. 3 i 4 opracowano dwa programy komputerowe, oznaczone symbolami JRC 160 i JRC 161.

Spełniają one następujące funkcje:

- program JRC 160 umożliwia obliczanie parametrów jakościowych przesyła i relacji cyfrowych linii radiowych, z uwzględnieniem zaników selektywnych i zakłóceń oraz odbioru zbiorczego;
- program JRC 161 spełnia identyczne funkcje jak JRC 160, a poza tym drukuje wyniki obliczeń dodatkowych, w tym obliczenia zakłóceń.

Programy zostały napisane w języku PL1 i są realizowane na maszynie cyfrowej R-32 w systemie operacyjnym OS PRIMUS, umożliwiającym zdalny dostęp do maszyny R-32 i konwersacyjny system obsługi monitorów.

### 5.2. Program JRC 160

Algorytm programu JRC 160 jest identyczny jak przedstawiony w pracy [6] algorytm programu JRC 895.

Dla każdego przesyła wchodzącego w skład relacji badanej wyznacza się moc sygnału użytecznego i zakłócającego na wejściu odbiornika oraz parametry jakościowe tego przesyła. Następnie, na podstawie wartości obliczonych dla przesyła, określa się parametry jakościowe relacji.

Zakłócenia oblicza się za pomocą specjalnego podprogramu ET 700 z rozbićciem na zakłócenia bliskie i dalekie. Analizuje się wszystkie przęsła znajdujące się w zbiorze danych wejściowych.

W pierwszej kolejności badany jest wpływ zakłóceń bliskich. W tym celu wyszukuje się, za pomocą specjalnej procedury, przęsła łączące się z przęsłem badanym. Następnie porównuje się częstotliwości przęsła wybranego i badanego i jeśli ich częstotliwości są takie same, to przęsło traktowane jest jako zakłócające. Program wyznacza kolejno:

- azymuty przęsła badanego i zakłócającego,
- kąty pomiędzy przęsłami,
- tłumienie kierunkowego promieniowania anten nadawczej i odbiorczej w stosunku do maksymalnego promieniowania z uwzględnieniem ich polaryzacji,
- moc sygnału zakłócającego na wejściu odbiornika przęsła badanego.

Po zbadaniu wszystkich przęsła z zakłóceniami bliskimi program wyznacza wypadkową moc zakłóceń od tych przęsła.

Następnie są analizowane tzw. zakłócenia dalekie, tj. pochodzące od przęsła nie łączących się z przęsłem badanym. Po wyszukaniu przęsła o tej samej częstotliwości co przęsło badane jest obliczana odległość pomiędzy stacją zakłócaną i jeśli odległość ta jest mniejsza od odległości odniesienia, określonej w parametrach sterujących danych wejściowych, to program oblicza:

- azymuty przęsła badanego i zakłócającego oraz toru przenikowego,
- kąty pomiędzy przęsłami badanym i zakłócającym oraz torem przenikowym,
- tłumienie kierunkowego promieniowania anten z uwzględnieniem ich polaryzacji,
- moc sygnału zakłócającego na wejściu odbiornika przęsła badanego.

Po zbadaniu wszystkich prześel z zakłóceniami dalekimi program wyznacza wypadkową moc zakłóceń dalekich.

Moc sygnału zakłócającego jest obliczana przy założeniu propagacji sygnału jak w wolnej przestrzeni. Założenie to jest słuszne w przypadku zakłóceń bliskich, natomiast zakłócenia dalekie, jeśli są znaczące, powinny być przeanalizowane przez projektanta z uwzględnieniem rzeźby terenu i kulistości Ziemi (w celu określenia tłumienności dodatkowej).

Sumaryczna moc zakłóceń bliskich i dalekich jest wykorzystywana do obliczeń zmiany zapasu badanego prześla.

W procesie obliczeń parametrów jakościowych prześel wyznacza się następujące wielkości:

- moc szumów cieplnych na wejściu odbiornika,
- stosunek mocy sygnału użytecznego do mocy szumów cieplnych,
- zapas bez zakłóceń dla  $BER = 10^{-3}$  i dla  $BER = 10^{-6}$ ,
- zapas z zakłóceniami dla  $BER = 10^{-3}$  i dla  $BER = 10^{-6}$ ,
- prawdopodobieństwo wystąpienia zaników wielodrogowości (stosuje się zależność dla terytorium Polski),
- prawdopodobieństwo wystąpienia zaników selektywnych,
- średni względny czas opóźnienia sygnału na trasie danego prześla,
- procenty czasu przekroczenia  $BER = 10^{-3}$  i  $BER = 10^{-6}$  oddzielnie dla zaników płaskich i selektywnych oraz łącznie dla obydwóch rodzajów zaników,
- dopuszczalny czas przekroczenia  $BER = 10^{-3}$  i  $BER = 10^{-6}$  (wg zaleceń CCIR).

Obliczenia są realizowane najpierw dla przypadku odbioru prostego, a następnie dla stosowanego w prześle odbioru zbiorczego, zgodnie z metodologią obliczeń przedstawioną w pkt. 3 i 4.

Przykład wydruków programu JRC 160 przedstawiono w tablicy 3.

Tablica 3

## Wyniki obliczeń parametrów jakościowych cyfrowych linii radiowych

PROGRAM JRC 160  
 PARAMETRY DANYCH WEJŚCIOWYCH  
 LICZBA STACJI 53  
 LICZBA PRZESEŁ 52  
 LICZBA TYPOW SYSTEMOW 3  
 LICZBA TYPOW ANTEN 4  
 LICZBA RELACJI 20  
 LICZBA RELACJI BADAANYCH 1  
 NUMERY RELACJI BADAANYCH 23

SIEĆ BADANA PR GDA-BYDG SEL 1991  
 ODLEGŁOŚĆ DOK 400 KM  
 (MOC SYGN/MOC ZAKŁ) DOK 70.0 DB  
 (MOC SYGN/MOC ZAKŁ) DOK 60.0 DB

NR PRZ NR NAZWA ST N NR NAZWA ST O	DLUG KM WSPRTER	SYSTEM CZESTL GHZ	SPRZ ANT OBR	DLUG FID NAO OBR	MOC NAO DBM TL DOK DB	RODZAJ EQU SYGN 10-3 10-6	MOC OOB DBM PO/NO PO/NZ DB	ZAPAS BZAK 10-3 10-6 DB	ZAPAS ZZAK 10-3 10-6 DB	OBBIOR ZWYKLY		OBBIOR ZBIORCZY	
										PAR JAK	PAR JAK	PAR JAK	PAR JAK
NR REL NAZWA ST POCZ NAZWA ST KONC	DLUG KM	SYGNAL MB/S								S REL ROCIR %	S REL ROCIR %	S REL ROCIR %	S REL ROCIR %
PRZ NR 2521 251 DYLENSKA G 431 RADZYŃ DHEL	69.0 1.0	DRS 67 6.70	3.6 3.6	62 82	30.0 0.0	TSVEQL 0.25 0.39	-35.0 58.8 55.5	39.3 35.3	34.0 30.0	0.02628 0.02417 0.05045 0.00149	0.33279 0.19007 0.52286 0.01104	SPECIV N+1 80 10.0	0.00827 0.00022 0.00049 0.00149 0.00865 0.00282 0.01147 0.01104
PRZ NR 4311 431 RADZYŃ DHEL 41 TRZECIEMIEC	52.8 1.0	DRS 67 7.04	3.6 3.6	105 120	30.0 0.0	TSVEQL 0.25 0.39	-37.0 56.8 55.1	37.3 33.3	35.6 31.6	0.00856 0.00629 0.01484 0.00114	0.12173 0.05549 0.17722 0.05644	FREQIV N+1 80 0.0	0.00031 0.00016 0.00047 0.00114 0.01123 0.00273 0.01356 0.00844
PRZ NR 411 41 TRZECIEMIEC 40 BYDGOSZCZ	17.8 1.0	DRS 67 6.70	2.4 2.4	70 90	30.0 0.0	FREQEL 1.23 1.80	-31.1 62.7 60.2	43.2 39.2	40.7 36.7	0.00009 0.00010 0.00019 0.00038	0.00169 0.00108 0.00277 0.00264	FREQIV N+1 80 0.0	0.00001 0.00001 0.00001 0.00001 0.00001 0.00001 0.00001 0.00284
REL NR 23 DYLENSKA G BYDGOSZCZ	139.5	1920C								0.06548 0.00301	0.70285 0.02132		0.00396 0.00301 0.02232

Tablica 4

## Wzwniki obliczeń jakościowych cyfrowych linii radiowych

PROGRAM	JRC	161	STEC	BOLEK	PR	GD4-RVOC	SEL	1991
PARAMETRY	DANCY	53	DOLEJSE	ODN	400	KM		
LICZBA	STACJI	53	(MOC	STGN/MOC	ZAKL)	ODN	70.0	08
LICZBA	PRZESŁ	3	(MOC	STGN/MOC	ZAKL)	ODN	70.0	08
LICZBA	TYPOW	3	(MOC	STGN/MOC	ZAKL)	ODN	70.0	08
LICZBA	SYSTEMOW	4	(MOC	STGN/MOC	ZAKL)	ODN	70.0	08
LICZBA	WYKONAN	20	(MOC	STGN/MOC	ZAKL)	ODN	70.0	08
LICZBA	RELACJI	1	(MOC	STGN/MOC	ZAKL)	ODN	70.0	08
LICZBA	RELACJI	1	(MOC	STGN/MOC	ZAKL)	ODN	70.0	08
LICZBA	RELACJI	23	(MOC	STGN/MOC	ZAKL)	ODN	70.0	08
LICZBA	RELACJI	23	(MOC	STGN/MOC	ZAKL)	ODN	70.0	08

[illegible]

Uwaga: Wyniki obliczeń dla  $8ER = 10^{-6}$  wykonano bez uwzględnienia współczynnika pogorszenia.

### 5.3. Program JRC 161

Program JRC 161 spełnia identyczne funkcje jak program JRC 160, a poza tym drukuje informacje o zakłóceniach. Informacje te mogą być następnie wykorzystane przez projektanta w procesie optymalizacji linii projektowanej.

Przykład wydruków programu JRC 161 przedstawiono w tablicy 4. Stosowane są następujące oznaczenia:

- ZB - zakłócenia bliskie,
- ZD - zakłócenia dalekie,
- K1, K2 - stacje nadawcza i odbiorcza przęsła badanego,
- KI, KJ - stacje nadawcza i odbiorcza przęsła zakłócającego,
- ODL KI2 - odległość pomiędzy stacją nadawczą przęsła zakłócającego i odbiorczą przęsła badanego,
- ALFA1, } - kąty pomiędzy przęsłem zakłócającym i torem przenikowym oraz torem przenikowym i przęsłem badanym,  
ALFA2 }
- KAA1, } - tłumienie kierunkowości promieniowania anten odpowiadające ww. kątom,  
KAA2 }
- PZ - moc zakłóceń na wejściu odbiornika przęsła badanego,
- POZ - stosunek mocy sygnału użytecznego do mocy zakłóceń.

### 5.4. Struktura danych wejściowych

Dane wejściowe do programów JRC 160 i JRC 161 składają się z danych sterujących i danych opisujących sieć linii radiowych.

Przykładowe wydruki danych wejściowych pokazano w tablicy 5. Dane sterujące określają m.in.

- podstawowe parametry sieci linii radiowych: liczby stacji, przęseł, systemów, anten, feederów, relacji;
- kryteria stosowane przy obliczeniach zakłóceń: odległość, moc sygnału zakłócającego;
- liczbę relacji i numery relacji badanych.

Tablica 5

Struktura danych wejściowych do programów JRC 160, JRC 161

53	52	3	4	1	1	3	1	4	3	20	400	70.0	60.0	0.3	1991	PR	GOA-BYDG	SEL				
1																						
23																						
265	17	32	30	50	07	00											BRZEG					
272	21	29	30	52	24	10											WYSZKOW					
282	16	25	15	52	05	20											CZARNKOW					
291	19	23	30	51	33	10											MAJKOW					
294	19	04	40	51	59	00											DOBROMIERZ					
311	16	05	30	52	32	45											PIATKOWO					
2521	251	431		69.0	42	51	62	82	7	7	6	1	6.70	7.046	6	0	6	6	1.0	0.0	7	12
4311	431	41		52.8	77	91105120	7	7	6	1	7.04	6.706	6	0	6	6	1.0	0.0	7	11		
411	41	40		17.8	40	70	70	90	5	5	6	1	6.70	7.045	5	0	6	6	1.0	0.0	5	11
2531	251	250		44.4	23	35	40	50	6	6	8	1	6.70	7.046	6	0	7	7	1.0	0.0	7	11
4021	402	400		14.5	30	62	40	20	4	4	8	1	6.75	7.096	6	0	7	7	1.0	0.0	5	11
4031	404	162		50.4	81	51	15	15	7	7	8	1	7.04	6.706	6	0	7	7	1.0	0.0	7	11
6	1	70.5	30.0	2.0	-74.5	4.0	40.0	23.5	19.5								DRS 67		1920C			
8	1	69.0	30.0	2.0	-73.0	4.0	48.0	24.0	20.0								DR67-R		1920C			
5	2.4	42.0																				
6	3.0	44.0																				
7	3.6	45.5																				
0	2	5	20	80	110	125	170	180														
5	0.0	21.0	28.0	34.0	48.0	60.0	65.0	65.0	65.0													
6	0.0	21.0	30.0	35.0	50.0	62.0	67.0	67.0	67.0													
7	0.0	21.0	30.0	35.0	50.0	62.0	67.0	67.0	67.0													
0	2	5	20	80	110	125	170	180														
5	30.0	30.0	50.0	51.0	57.0	65.0	65.0	65.0	65.0													
6	33.0	33.0	53.0	53.0	60.0	68.0	68.0	68.0	68.0													
7	33.0	33.0	53.0	53.0	60.0	68.0	68.0	68.0	68.0													
32	9	20.0	0.0																			
10	12	15	20	25	30	70																
6	22.6	20.0	17.5	15.5	14.5	14.2	13.8	13.7														
6	1.06	1.06	0.045																			
7	1.06	1.06	0.045																			
5	20	30	50	70	150																	
51	39	20	20	20	19	19																
4	1	6.60	9.30																			
5	4	1.23	1.80																			
6	40	0.52	0.77																			
7	120	0.25	0.39																			
10	0	6770	0.0	BFZ00Z	N+0																	
11	60	6770	0.0	FRQDIV	N+1																	
12	80	6770	10.0	SPODIV	N+1																	
DYLEWSKA	G	GDANSK				22	251	3	2511	811	911											
DYLEWSKA	G	BYDGOSZCZ				23	251	3	2521	4311	411											
DYLEWSKA	G	OLSZTYN				25	251	1	2531													

Dane wejściowe są zawarte w 13 macierzach określających:

- M1 - lokalizacja stacji,
- M2 - parametry przesł,
- M3 - parametry systemów,
- M4 - parametry anten,
- M5, M6 - charakterystyki tłumienia kierunkowości promieniowania anten V/V i V/H,
- M7 - współczynniki odporności systemów FDM/FM na zakłócenia,

- M8 - charakterystyka odporności systemów PCM/PSK na zakłócenia,
- M9 - parametry feederów,
- M10 - współczynniki do obliczeń szumów intermodulacyjnych w feederach dla systemów FDM/FM,
- M11 - parametry korektorów,
- M12 - parametry odbioru zbiorczego,
- M13 - opis relacji linii radiowych.

Tak określone dane wejściowe różnią się od danych stosowanych w programach do obliczeń cyfrowych linii radiowych o małej przepływności [6], zmienioną macierzą M2 i dwiema innymi macierzami M11 i M12 - opisującymi parametry korektorów sygnału i systemów odbioru zbiorczego.

#### WYKAZ LITERATURY

1. Campbell J.C., Coutts R.P.: Outage prediction of digital radio systems. Electronics Letters, Vol. 18, No 25/26, 12.1982.
2. CCIR: Report 338-4. Propagation data and prediction methods required for line of sight radio - relay systems. 1986.
3. CCIR: Report 784-2. Effects of propagation on the design and operation of line of sight radio relay systems. Vol. IX, part 1, 1990.
4. Design of digital radio links. Telettra Method, TELETTRA, 1988.
5. Digital Radio - Relay System Planning. SEL 0512f, CUP/RPM, 27.06.1988.
6. Dumania E., Gęborys L.: Metodyka projektowania cyfrowych linii radiowych o małej i średniej przepływności. Prace Instytutu Łączności, nr 98, 1991.



7. Gęborys L.: Zakłócenia interferencyjne w sieci linii radiowych. Metoda obliczeń. Prace Instytutu Łączności, z. 83, 1978.
8. Glauner M.: Considerations for the planning of radio-relay systems limited by interference and noise. ANT, 1989.
9. Glauner M.: Outage prediction in modern broadband digital radio-relay systems. ANT, 1988.
10. Greenstein J., Shufi M.: Outage calculation. Methods for Microwave Digital Radio. IEEE Communication Magazine, Vol. 25, No 2, 02.1987.
11. Mojoli L.F., Mengali V.: Propagation in line of sight radio links. Multipath fading. Telettra review. Special edition. 1983.

Люцян Гемборьс

МЕТОДИКА РАСЧЕТА КАЧЕСТВА ПЕРЕДАЧИ  
В ЦИФРОВЫХ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ ЛИНИЯХ  
С БОЛЬШОЙ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТЬЮ /140 Мбит/с/

Р е з ю м е

Представлено методику расчета качественных параметров радиорелейных линий с большой пропускной способностью и разработанные для ней компьютерные опrogrammирования. Учитывается влияние селективного фидинга, корректоров сигнала, разнонесенного приема и совместно-канальных помех от радиорелейных линий.

Lucjan Gęborys

**CALCULATION METHODOLOGY OF THE TRANSMISSION QUALITY  
IN THE DIGITAL RADIO LINKS  
OF THE HIGH BIT RATE (140 Mbit/s)**

**Summary**

In the paper the calculation methodology of the quality parameters of the high bit rate radio links and the computer programs, worked out to this end in the Telecommunications Institute, were presented. The influence of selective fadings, signal equalizers, diversity reception and co-channel interferences from radio links were taken into account.

Lucjan Gęborys

**LA METHODE DE CALCULS DE LA QUALITE DE TRANSMISSION  
PAR FAISCEAUX HERTZIENS NUMERIQUES  
A GRAND DEBIT (140 Mbit/s)**

**Résumé**

On présente dans ce travail la méthode des calculs des paramètres de la qualité des faisceaux hertziens numériques à grand débit ainsi que le logiciel, utilisé pour ces calculs, élaboré à l'Institut de Télécommunications. On en a pris en compte l'influence des évanouissements sélectifs, les correcteurs du signal, la réception commune ainsi que les distorsions du milieu de propagation apportée par les trajets multiples des faisceaux hertziens.

Lucjan Gęborys

**BERECHNUNGSMETHODE DER ÜBERTRAGUNGSQUALITÄT  
IN DIGITALEN RICHTFUNKVERBINDUNGEN  
MIT GROSSER KAPAZITÄT (140 Mbit/s)**

**Zusammenfassung**

In der Arbeit wurden die Berechnungsmethode der Qualitätsparameter der Richtfunkverbindungen mit grosser Kapazität und die zu diesem Zweck im Fernmeldeinstitut ausgearbeiteten Computerprogramme dargestellt. Es wurde der Einfluss der selektiven Schwunde, der Signalkorrektoren, des Mehrfachempfangs und der Gleichkanalstörungen von Richtfunkverbindungen berücksichtigt.

Lucjan Gęborys  
Edward Dumania

621.396.43.037.37

## METODYKA PROJEKTOWANIA CYFROWYCH LINII RADIOWYCH O MAŁEJ I ŚREDNIEJ PRZEPŁYŃNOŚCI

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dn. 1991.02.12.

W artykule przedstawiono opracowaną w Instytucie łączności metodykę projektowania cyfrowych linii radiowych o małej i średniej przepływności oraz programy komputerowe do obliczeń parametrów jakościowych przęseł i relacji z uwzględnieniem zakłóceń wspólnokanałowych od linii radiowych.

### 1. WPROWADZENIE

Zgodnie z generalną tendencją cyfryzacji sieci telekomunikacyjnej cyfrowe linie radiowe będą coraz częściej stosowane we wszystkich płaszczyznach sieci krajowej, wypierając analogowe linie radiowe.

W procesie projektowania tych linii, analogicznie jak w przypadku analogowych linii, należy uwzględnić charakterystyczne cechy wynikające z transmisji sygnałów drogą radiową. Należą do nich w szczególności zaniki i zakłócenia, mogące spowodować niedopuszczalne pogorszenie jakości transmisji. Stąd przy projektowaniu linii radiowych jest konieczne dokonywanie obliczeń parametrów jakościowych tych linii z uwzględnieniem kompatybilności elektromagnetycznej z otoczeniem. Obliczenia te, z uwagi na dużą liczbę źródeł zakłócających występujących we współczesnych sieciach linii radiowych, wymagają zastosowania techniki komputerowej.

W artykule przedstawiono opracowaną w Instytucie łączności metodykę projektowania linii radiowych cyfrowych o małej

i średniej przepływności (do 34 Mbit/s włącznie) oraz programy komputerowe do obliczeń parametrów jakościowych prześłań i relacji z uwzględnieniem zakłóceń wspólnokanałowych pochodzących od linii radiowych.

Praca zawiera:

- wymagania na jakość transmisji w cyfrowych liniach radiowych,
- podstawy obliczania cyfrowych linii radiowych,
- zasady i kryteria wyboru tras linii radiowych,
- podstawowe dane o programach komputerowych stosowanych do obliczeń parametrów jakościowych cyfrowych linii radiowych,
- wyniki testowania programów.

Przedstawiona w artykule metodyka i związane z nią programy komputerowe stanowią niezbędne elementy, umożliwiające modelowanie, projektowanie i ocenę sieci cyfrowych linii radiowych.

## 2. WYMAGANIA NA JAKOŚĆ TRANSMISJI W CYFROWYCH LINIACH RADIOWYCH

### 2.1. Stopa błędów i jakość transmisji

W odróżnieniu od linii analogowych, gdzie kryterium jakości transmisji jest poziom szumów wprowadzonych przez linię do kanału naturalnego, w liniach cyfrowych kryterium takim jest stopa błędów bitowych w cyfrowym sygnale binarnym, zdefiniowana jako stosunek błędnie odtworzonych bitów ("0" zamiast "1" lub "1" zamiast "0") do całkowitej liczby bitów przesyłanych w określonym przedziale czasowym. Stopa błędów bitowych jest określana symbolem BER (Bit Error Ratio):

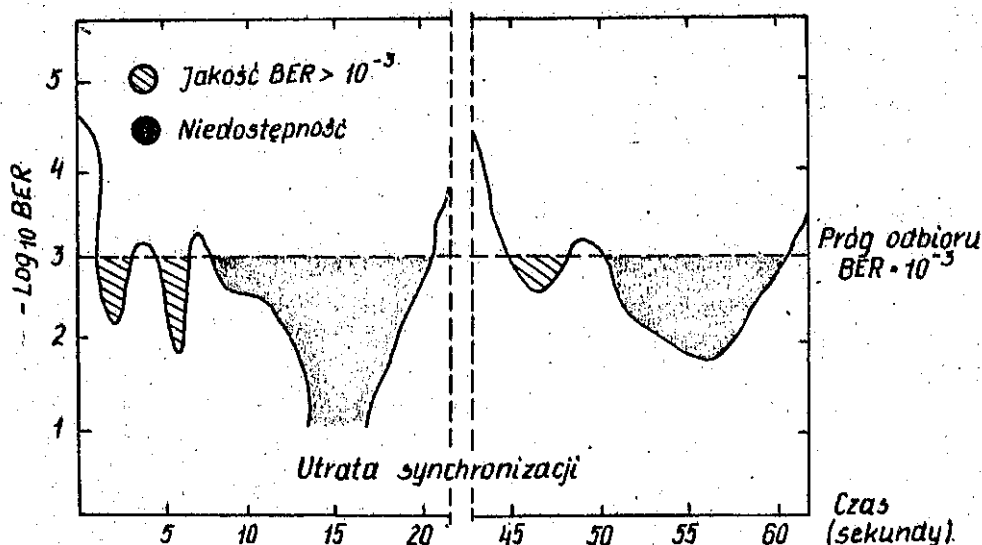
$$BER = \frac{\text{liczba bitów błędnie odebranych}}{\text{całkowita liczba bitów nadanych}}$$

Stopa błędów bitowych jest również definiowana jako prawdopodobieństwo błędnego odtworzenia bitu w ciągu impulsów cyfrowego sygnału binarnego.

Przyjmuje się, że:

- 1) jakość sygnału można uznać za dobrą (lub bardzo dobrą), jeżeli stopa błędów bitowych mierzona w przedziale 1 minuty jest mniejsza od  $10^{-6}$ ;
- 2) jakość sygnału można uznać za złą, jeżeli stopa błędów bitowych mierzona w przedziale 1 sekundy jest większa od  $10^{-3}$ ;
- 3) jeżeli stopa błędów bitowych wprowadzanych przez łącze jest większa od  $10^{-3}$  przez więcej niż 10 kolejnych sekund, łącze to można traktować jako nieczynne (niedostępne). Przedziały czasowe, w których stopa błędów bitowych jest większa od  $10^{-3}$  przez więcej niż 10 kolejnych sekund, traktuje się jako przerwy w łączności.

Jakość transmisji w liniach radiowych określana jest za pomocą dwóch pojęć: jakości (ang. performance) i dostępności (ang. availability) lub niedostępności (ang. nonavailability). Różnicę pomiędzy tymi pojęciami zilustrowano na rys. 1.

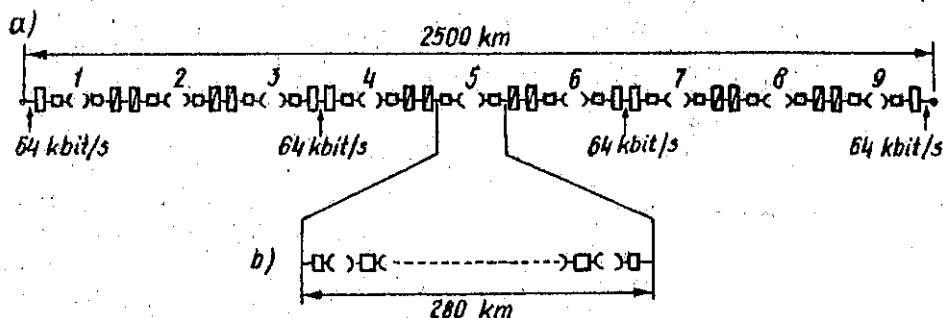


Rys. 1. Ilustracja pojęć jakości i niedostępności w cyfrowej linii radiowej

Wytyczne do określenia dopuszczalnych parametrów jakości i dostępności transmisji w liniach radiowych można znaleźć w dokumentach CCITT - dla linii przewodowych i w dokumentach CCIR - dla linii radiowych.

## 2.2. Wymagania na hipotetyczne łącze odniesienia

Zgodnie z Zaleceniem CCIR 556 do celów obliczania i oceny cyfrowych linii radiowych należy przyjmować tzw. hipotetyczne łącze odniesienia o układzie pokazanym na rys. 2. łącze to może stanowić część sieci cyfrowej zintegrowanej usługowo (ISDN) o pojemności większej niż drugi poziom hierarchiczny (8 Mbit/s).



- |                                                                                     |                     |                                                                                     |                      |
|-------------------------------------------------------------------------------------|---------------------|-------------------------------------------------------------------------------------|----------------------|
|   | MUX I stopnia,      |   | stacja końcowa,      |
|  | MUX wyższych stopni |  | stacja przekaźnikowa |

Rys. 2. Hipotetyczne łącze odniesienia cyfrowej linii radiowej  
 a) struktura łącza; b) struktura sekcji jednorodnej

Całkowita długość łącza odniesienia wynosi 2500 km. Składa się ono z trzech sekcji o długości 840 km z połączeniem o ciągu cyfrowym 64 kbit/s. Każda z nich składa się z trzech sekcji, zwanych jednorodnymi, o długości 280 km z połączeniem o ciągu cyfrowym wyższego stopnia. Sekcja obejmuje nieokreśloną bliżej liczbę odcinków przekaźnikowych (przeseł) linii radiowej połączonych w zasadzie z wykorzystaniem ciągu cyfrowego wyższego stopnia.

Wymagania na jakość transmisji, na wyjściu hipotetycznego łącza odniesienia, zawarte są w Zaleceniu CCIR 594. Zgodnie z tym zaleceniem w kanale o przepływności 64 kbit/s współczynnik stopy błędów (określony z uwzględnieniem zaników, zakłóceń i wszystkich innych źródeł pogorszenia jakości transmisji) nie powinien przekraczać poniższych wartości:

$1 \cdot 10^{-6}$  przez więcej niż 0,4% czasu dowolnego miesiąca;  
czas integracji 1 minuta;

$1 \cdot 10^{-3}$  przez więcej niż 0,054% czasu dowolnego miesiąca;  
czas integracji 1 sekunda.

Wymagania dotyczące dostępności cyfrowych linii radiowych o strukturze hipotetycznego łącza odniesienia są zawarte w Zaleceniu CCIR 557. Dla linii o długości 2500 km zaleca się, aby dostępność wynosiła co najmniej 99,7% czasu. Nie precyzuje się, do jakiego okresu obserwacji odnosi się ten procent, stwierdzając jedynie, że okres ten powinien być dostatecznie długi, aby był statystycznie wiarygodny. Do czasu jego sprecyzowania, proponuje się przyjęcie okresu 1-rocznego.

### 2.3. Wymagania na linie radiowe rzeczywiste

Wymagania na jakość transmisji w rzeczywistych liniach radiowych umożliwiające realizację sieci ISDN, są zawarte w Zaleceniu CCIR 634. W przypadku gdy długość linii radiowej  $L$  jest zawarta pomiędzy 280 km i 2500 km, zaleca się spełnienie następujących kryteriów jakościowych:

- 1)  $BER \geq 1 \cdot 10^{-3}$  nie powinna występować w czasie dłuższym niż  $(L/2500) \cdot 0,054\%$  dowolnego miesiąca; czas integracji - 1 minuta;
- 2)  $BER \geq 1 \cdot 10^{-6}$  nie powinna występować w czasie dłuższym niż  $(L/2500) \cdot 0,4\%$  dowolnego miesiąca; czas integracji - 1 minuta;
- 3) sekundy z błędami (jednosekundowe okresy czasowe z  $BER \cdot 10^{-3}$ ) nie powinny przekraczać  $(L/2500) \cdot 0,32\%$  czasu dowolnego miesiąca;



- 4) BER szcztatkowa (RBER - residual) - mierzona w normalnych warunkach pracy linii radiowej - nie powinna przekraczać wielkości  $(L/2500) \cdot 5 \cdot 10^{-9}$ ; czas integracji - 15 minut.

W Zaleceniu 634 stwierdza się, że kryteria jakościowe dla cyfrowych linii radiowych o długości mniejszej od 280 km są w trakcie opracowania. Do czasu oficjalnego ogłoszenia wyników proponuje się przyjąć, że parametry jakościowe linii radiowych o długości mniejszej niż 280 km powinny być jak dla linii o długości 280 km, tj.:

- 1)  $BER \geq 1 \cdot 10^{-3}$  nie powinna występować w czasie dłuższym niż 0,006% dowolnego miesiąca; czas integracji - 1 sekunda;
- 2)  $BER \geq 1 \cdot 10^{-6}$  nie powinna występować w czasie dłuższym niż 0,045% dowolnego miesiąca; czas integracji - 1 minuta;
- 3) sekundy z błędami nie powinny przekraczać 0,036% czasu dowolnego miesiąca;
- 4)  $RBER \leq 0,56 \cdot 10^{-9}$ .

Podstawą do takiego sposobu określenia kryteriów jakości jest analogia do wymagań na telefoniczne linie radiowe typu FDM zawartych w Zaleceniu CCIR 395 oraz do praktyki projektowania stosowanej przez czołowe firmy produkujące linie radiowe.

Jak dotychczas nie ma zaleceń CCIR, dotyczących dostępności linii radiowych rzeczywistych. Proponuje się, aby przyjmując, analogicznie jak dla kryteriów jakościowych, liniową zależność od długości linii w przedziale od 280 km do 2500 km; dla takich linii radiowych dostępność nie powinna być gorsza niż:  $[100 - (L/2500) \cdot 0,3]\%$ . Dla linii krótszych od 280 km dostępność nie powinna być gorsza niż dla 280 km.

### 3. PODSTAWY OBLICZANIA CYFROWYCH LINII RADIOWYCH

#### 3.1. Zależność stopy błędów od stosunku sygnał/zakłócenia

##### 3.1.1. Zależność teoretyczna

Stopa błędów bitowych (BER) w sygnale cyfrowym na wyjściu układu decyzyjnego jest uzależniona od stosunku sygnał/zakłócenia na jego wejściu ( $S/Z$ ) oraz od rodzaju modulacji. Zależność ta jest określana tzw. funkcją błędów (erf). Przy założeniu idealizowanych warunków, że na wejściu układu decyzyjnego istnieje:

- sygnał użyteczny o idealnych prostokątnych kształtach impulsów,

- zakłócenie w postaci szumu gaussowskiego,

oraz, że

- jest stosowana optymalna detekcja koherentna,

uzyskuje się tzw. teoretyczne zależności stopy błędów od stosunku sygnału do zakłóceń przedstawione w tablicy 1 i pokazane na rys. 3. W tablicy 1 podano również omówione w dalszych rozdziałach zależności praktyczne oraz wzory na szybkość symbolową, szerokość pasma sygnału cyfrowego i szerokość pasma odbiornika dla różnych rodzajów modulacji.

Przy idealizowanych warunkach i braku zakłóceń zewnętrznych teoretyczną wartość stosunku sygnał/zakłócenia na wejściu układu decyzyjnego można określić wzorem (1), jako stosunek mocy sygnału do mocy szumów cieplnych ( $S/Z$ ):

$$(S/Z) = \frac{P_s}{P_{sz}} = \frac{P_s}{kTb} = \frac{P_s}{kT \frac{f_s}{2}}, \quad (1)$$

gdzie:

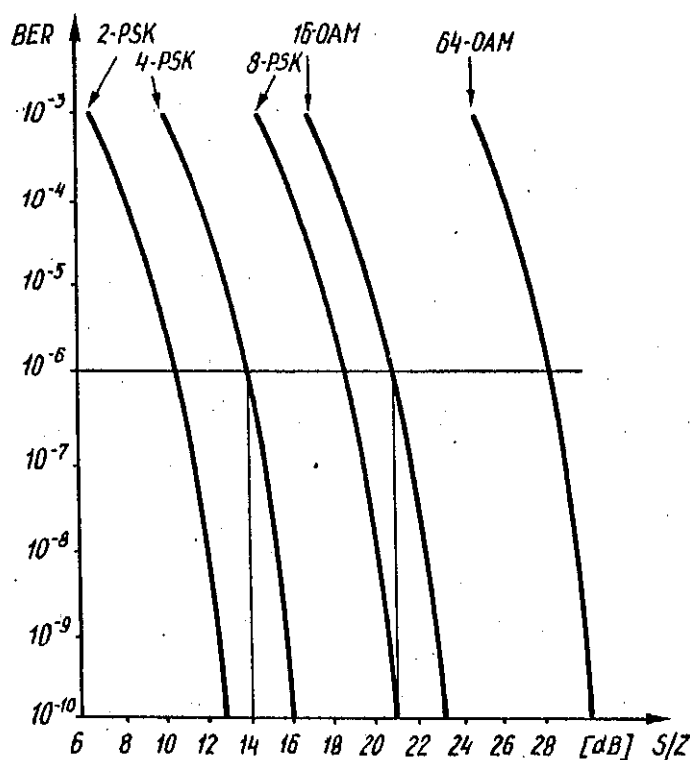
$P_s$  - moc sygnału użytecznego na wejściu układu decyzyjnego, w [W],

Tablica 1

Zależność stopy błędów od stosunku sygnał/zakłócenia i inne parametry systemu cyfrowej linii radiowej dla różnych rodzajów modulacji

Rodzaj modulacji		2 PSK	4 PSK 4 QAM	8 PSK	16 PSK	16 QAM	64 QAM
(S/Z) (wartości teoretyczne)	[dB]	dla $BER=10^{-3}$					
		7,4	10,4	15,3	21,0	17,3	23,0
(S/Z) <sub>pr</sub> (wartości progowe przyjmowane do obliczeń)	[dB]	dla $BER=10^{-8}$					
		12,0	15,1	20,1	26,2	22,1	28,0
$f_s$ szybkość symbolowa	[Bod]	dla $BER=10^{-3}$					
		10,4	13,4	18,3	24,0	20,3	26,0
$T_s = \frac{1}{f_s}$ czas trwania symbolu	[s]	$f_b$	$\frac{1}{2}f_b$	$\frac{1}{3}f_b$	$\frac{1}{4}f_b$	$\frac{1}{4}f_b$	$\frac{1}{6}f_b$
		$\frac{1}{f_b}$	$\frac{2}{f_b}$	$\frac{3}{f_b}$	$\frac{4}{f_b}$	$\frac{4}{f_b}$	$\frac{6}{f_b}$
$b = \frac{f_s}{2}$ szerokość pasma sygnału cyfrowego	[Hz]	$\frac{1}{2}f_b$	$\frac{1}{4}f_b$	$\frac{1}{6}f_b$	$\frac{1}{8}f_b$	$\frac{1}{8}f_b$	$\frac{1}{12}f_b$
		$f_b$	$\frac{1}{2}f_b$	$\frac{1}{3}f_b$	$\frac{1}{4}f_b$	$\frac{1}{4}f_b$	$\frac{1}{6}f_b$
$B = 2 \quad b = f_s$ szerokość pasma odbiornika	[Hz]	$f_b$	$\frac{1}{2}f_b$	$\frac{1}{3}f_b$	$\frac{1}{4}f_b$	$\frac{1}{4}f_b$	$\frac{1}{6}f_b$

$f_b$  - szybkość binarna sygnału cyfrowego



Rys. 3. Zależność stopy błędów od stosunku sygnał/szum

$$P_{sz} = kTb = kT \frac{f_s}{2}$$

- moc szumu cieplnego w pasmie skutecznym sygnału cyfrowego, w [W],

$$k = 1,38 \cdot 10^{-23} \left[ \frac{\text{W}}{\text{Hz} \cdot ^\circ\text{K}} \right]$$

- stała Boltzmanna,

T

- temperatura w [°K]; do obliczeń przyjmuje się zwykle temperaturę pokojową ( $T_0 = 293^\circ\text{K}$ ),

$$b = \frac{f_s}{2}$$

- skuteczna szerokość pasma szumów na wejściu układu decyzyjnego, w [Hz],

$f_s$

- szybkość symbolowa, w [Bodach].

Zależność (1) wyraża się najczęściej w mierze logarytmicznej w postaci wzoru (2):

$$(S/Z) [\text{dB}] = P_s [\text{dBm}] - 10 \log (kTb), \quad (2)$$

Przyjmując:

$$kT = -114 [\text{dB} \cdot \text{mW/MHz}]$$

$$\text{dla } T = -293 \text{ K } (20^\circ\text{C}).$$

Otrzymuje się:

$$(S/Z) [\text{dB}] = P_s [\text{dBm}] + 114 - 10 \log b [\text{MHz}]. \quad (3)$$

### 3.1.2. Zależność praktyczna

W warunkach praktycznych impulsy sygnału cyfrowego na wejściu układu decyzyjnego nie są idealnie prostokątne, a są zaokrąglone przez filtry ograniczające pasmo częstotliwości, co powoduje powstawanie napięcia szczątkowego od symbolu poprzedniego w przedziale czasowym symbolu po nim następującego. To napięcie szczątkowe można traktować jako dodatkowe napięcie zakłócające, które pogarsza stopę błędów.

Pogorszenie to jest zależne od wartości współczynnika stopy błędów. W efekcie dla uzyskania w warunkach praktycznych (nieidealizowanych) tej samej stopy błędów co w warunkach idealizowanych (teoretycznych) należy powiększyć stosunek sygnał/zakłócenia o około 2 dB (1,6 raza) przy stopie błędów  $10^{-3}$  do około 4,5 dB (2,5 raza) przy stopie błędów  $10^{-8}$  w stosunku do wartości teoretycznej.

Do orientacyjnych obliczeń można przyjmować pogorszenie o 3 dB dla progowej stopy błędów,  $\text{BER} = 10^{-3}$ , co jest równoważne przyjęciu wartości szumów dwukrotnie większej od szumów cieplnych określonych we wzorze (1).

W warunkach praktycznych stosunek sygnał/zakłócenia na wejściu układu decyzyjnego jest więc określony wzorem:

$$(S/Z)_{pr} = \frac{P_s}{2P_{sz}} = \frac{P_s}{2kTb} = \frac{P_s}{kTf_s} \quad (4)$$

Uwaga: Współczynnik 2 we wzorze (4) obejmuje również niewielkie (o drobny ułamek dB) pogorszenie wprowadzane przez demodulator. Wzór (4) określa więc również praktyczną wartość stosunku sygnał/zakłócenia na wejściu demodulatora, przy braku zakłóceń zewnętrznych.

W praktyce projektowania linii radiowych stosunek sygnał/zakłócenia odnosi się do wejścia odbiornika. W punkcie tym, uwzględniając szумы wprowadzane przez odbiornik, przyjmuje się moc zakłóceń o współczynnik szumów odbiornika ( $F_{sz}$ ) razy większą od mocy szumów na wejściu demodulatora.

Stosunek sygnału do zakłóceń, odniesiony do wejścia odbiornika, przy braku zakłóceń zewnętrznych, jest określony wzorem (5):

$$(S/Z)_{we} = \frac{P_s}{F_{sz}kTB} \quad (5)$$

gdzie:

$P_s$  - moc sygnału użytecznego na wejściu odbiornika, w [W],

$B$  - szerokość pasma odbiornika, w [Hz].

Współczynnik szumów odbiornika jest cechą charakterystyczną odbiornika; jego wartość jest podawana w danych technicznych aparatury.

### 3.2. Próg odbioru

Stosunek sygnału do zakłóceń na wejściu odbiornika dla uzyskania wymaganej stopy błędów musi być większy od wartości progowej określonej w tablicy 1 dla danego rodzaju modulacji. Przy braku zakłóceń zewnętrznych uzyskuje się ze wzoru (4):

$$(S/Z)_{we} > (S/Z)_{pr} = \frac{P_{pr}}{F_{sz}kTB} \quad (6)$$

Z powyższego wynika minimalna progowa wartość mocy sygnału na wejściu odbiornika ( $P_{pr}$ ), zapewniająca uzyskanie wymaganej stopy błędów  $BER = 10^{-3}$ :

$$P_{pr} = (S/Z)_{pr} \cdot F_{sz} kTB \quad (7)$$

lub w dBm przy przyjęciu  $T = 290^\circ K$  i  $B$  w MHz:

$$P_{pr} [dBm] = (S/Z)_{pr} [dB] + F_{sz} [dB] - 114 + 10 \lg B [MHz]. \quad (8)$$

Wartość mocy progowej jest cechą charakterystyczną odbiornika i powinna być podana w danych technicznych aparatury.

### 3.3. Wpływ zakłóceń zewnętrznych - przesunięcie progu odbioru

W przypadku gdy do wejścia odbiornika dochodzą zakłócenia zewnętrzne ( $P_z$ ) o tym samym charakterze co szum cieplny, tzn. że można je modelować rozkładem gaussowskich wartości chwilowych, stosunek sygnału do zakłóceń na jego wejściu można określić wzorem:

$$(S/Z)_{wez.} = \frac{P_s}{P_z + F_{sz} kTB} > (S/Z)_{pr} \quad (9)$$

Jeżeli na wejście odbiornika dochodzi kilka różnych zakłóceń, to sumaryczna moc zakłóceń jest sumą mocy zakłóceń cząstkowych:

$$P_z = P_{z1} + P_{z2} + P_{z3} + \dots \quad (10)$$

Dla uzyskania danej stopy błędów w obecności zakłóceń moc sygnału użytecznego na wejściu odbiornika musi być większa od wartości progowej  $P_{pr}$ , określonej wzorem (8).

Powiększenie mocy sygnału użytecznego przy obecności zakłóceń zewnętrznych w stosunku do mocy progowej przy braku zakłóceń zewnętrznych, nazywane przesunięciem progu odbioru, może być wyznaczane ze wzoru:

$$\frac{P_{pr z}}{P_{pr}} = \frac{P_z + F_{sz} kTB}{F_{sz} kTB} = \frac{P_z}{F_{sz} kTB} + 1 = \frac{F_{az}}{F_{sz}} + 1, \quad (11)$$

gdzie:

$P_{pr z}$  – moc progowa sygnału na wejściu odbiornika w obecności zakłóceń, zapewniająca uzyskanie określonego współczynnika stopy błędów,

$F_{az} = \frac{P_z}{kTB}$  – moc zakłóceń na wejściu odbiornika – antenowy współczynnik zakłóceń, zewnętrznych zdefiniowany w Sprawozdaniu CCIR 670.

Wzór (11) określa tzw. przesunięcie progu odbioru powodowane zakłóceniami zewnętrznymi.

### 3.4. Obliczanie stosunku sygnał/zakłócenia na wejściu odbiornika

#### 3.4.1. Podstawowe zależności

Schemat przebiegu sygnału użytecznego pomiędzy nadajnikiem a odbiornikiem linii radiowej jednaprzęsłowej oraz diagram mocy zilustrowano na rys. 4.

Z wyjścia nadajnika poprzez pasmowy filtr nadawczy, cyrkulatory i linię antenową (kabel koncentryczny lub falowód) sygnał użyteczny dochodzi do kierunkowej anteny nadawczej, skąd wypromieniowywany jest w kierunku anteny odbiorczej. Z kierunkowej anteny odbiorczej sygnał jest doprowadzany poprzez linię antenową, zespół cyrkulatorów i pasmowy filtr odbiorczy do odbiornika. Każdy z wyżej wymienionych elementów, jak również tor nadawczy pomiędzy antenami, wprowadza odpowiednie zmniejszenie lub zwiększenie mocy sygnału użytecznego.

Moc sygnału lub zakłócenia na wejściu odbiornika można obliczyć ze wzoru:





$$P_o = P_n \frac{G_{an} G_{ao}}{L_{fn} L_{\alpha n} L_{wp} L_d L_z L_o L_{fo} L_{\alpha o} L_p}, \quad (12)$$

gdzie:

- $P_o$  - moc odbierana na wejściu odbiornika,
- $P_n$  - moc wyjściowa nadajnika,
- $G_{an}$  - zysk anteny nadawczej,
- $G_{ao}$  - zysk anteny odbiorczej,
- $L_{fn}$  - tłumienie traktu fiderowo-antenowego po stronie nadawczej,
- $L_{\alpha n}$  - tłumienie promieniowania anteny nadawczej w kierunku anteny odbiorczej w stosunku do maksymalnego promieniowania,
- $L_{wp}$  - tłumienie wolnej przestrzeni,
- $L_d$  - tłumienie dodatkowe powodowane przeszkodami na trasie propagacji fali,
- $L_z$  - tłumienie zaników wielodrogowości,
- $L_o$  - tłumienie zaników opadowych,
- $L_{fo}$  - tłumienie traktu fiderowo-antenowego po stronie odbiorczej,
- $L_{\alpha o}$  - tłumienie promieniowania anteny odbiorczej w kierunku anteny nadawczej w stosunku do maksymalnego promieniowania,
- $L_p$  - tłumienie polaryzacji, powodowane niezgodnością polaryzacji fali dochodzącej do anteny odbiorczej i polaryzacji anteny odbiorczej.

Zależność (12) jest słuszna dla mocy określonych w watach oraz zysków i tłumień określonych stosunkiem mocy, czyli wielkościami niemianowanymi. W praktyce bardzo często zależność ta jest podawana w dBm:

$$P_o[\text{dBm}] = P_n[\text{dBm}] + G_{an}[\text{dB}] + G_{ao}[\text{dB}] - L_{fn}[\text{dB}] - L_{\alpha n}[\text{dB}] - L_{wp}[\text{dB}] - L_d[\text{dB}] - L_z[\text{dB}] - L_o[\text{dB}] - L_{fo}[\text{dB}] - L_{\alpha o}[\text{dB}] - L_p[\text{dB}]. \quad (13)$$

Stosunek mocy nadajnika do mocy odbieranej na wejściu odbiornika można nazwać tłumieniem transmisji wyznaczanym ze wzoru:

$$L_t = \frac{P_n}{P_o} = \frac{L_{fn} L_{\alpha n} L_{wp} L_d L_z L_o L_{fo} L_{\alpha o} L_p}{G_{an} G_{ao}} \quad (14)$$

Wzory (12) i (13) określają zależność między mocą odbieraną i mocą nadajnika połączenia radiowego (radioliniowego) z uwzględnieniem parametrów trasy i urządzeń. Parametry te omówiono poniżej.

### 3.4.2. Moc wyjściowa nadajnika i moc na wejściu odbiornika

Moc wyjściowa nadajnika,  $P_n$ , jest to moc zmodulowanego sygnału w.cz. przekazywana przez nadajnik do dopasowanego obciążenia, którym jest wejście nadawczego zespołu fiderowo-antenowego. Jest ona cechą charakterystyczną systemu radiokomunikacyjnego i jej wartość powinna być określona w danych technicznych aparatury; może być również zmierzona w warunkach eksploatacyjnych.

Moc odbierana na wejściu odbiornika,  $P_o$ , jest to moc w.cz. sygnału użytecznego  $P_s$ , lub sygnału zakłócającego  $P_z$ , przekazywana przez odbiorczy zespół antenowo-fiderowy do dopasowanego wejścia odbiornika. Może być ona obliczana ze wzoru (12) lub zmierzona w warunkach eksploatacyjnych.

Ww. moce określone są w watach i miliwatach lub decybelach wyznaczanych w stosunku do wata [dBW] i miliwata [dBm].

### 3.4.3. Zyski anten nadawczej i odbiorczej

Zysk anteny nadawczej,  $G_{an}$ , jest zdefiniowany jako stosunek mocy odbieranej przez antenę odbiorczą (lub gęstość mocy fali promieniowanej przez antenę nadawczą w miejscu anteny odbiorczej) na kierunku maksymalnego promieniowania do mocy odbieranej (lub gęstości mocy fali), jaka byłaby, gdyby antena nadawcza była anteną izotropową.

Zysk anteny odbiorczej,  $G_{ao}$ , może być zdefiniowany jako stosunek mocy odbieranej przez tę antenę z dochodzącej do niej fali z kierunku maksymalnego odbioru do mocy, jaka byłaby odbierana, gdyby antena ta była anteną izotropową.

Dla danej anteny zysk anteny nadawczej równa się zyskowi anteny odbiorczej. Jest on cechą charakterystyczną anteny i jego wartość powinna być podana w danych technicznych aparatury; może być również zmierzona.

Dla orientacyjnych przeliczeń zysk anteny parabolicznej może być obliczony ze wzoru:

$$G_{an} = G_{ao} = 4 \frac{A_{sk}}{\lambda^2} = 8 \frac{A}{\lambda^2} = \frac{6 \cdot D^2}{\lambda^2}, \quad (15)$$

gdzie:

- $A$  - powierzchnia fizyczna anteny, w  $[m^2]$ ,
- $A_{sk}$  - powierzchnia skuteczna apertury anteny, w  $[m^2]$ ;  
przyjęto, że  $A_{sk} \approx 0,6 A$ ,
- $\lambda$  - długość fali, w  $[m]$ ,
- $D$  - średnica anteny, w  $[m]$ .

#### 3.4.4. Tłumienie traktów fiderowo-antenowych

Tłumienie traktu fiderowo-antenowego po stronie nadawczej,  $L_{fn}$ , jest definiowane jako stosunek mocy doprowadzonej do traktu fiderowego  $P_n$  do mocy promieniowanej przez antenę. Zazwyczaj straty w antenie są małe i moc promieniowana jest równa mocy doprowadzonej do anteny.

Tłumienie traktu fiderowo-antenowego obejmuje:

- straty mocy w fiderze -  $L_{fid}$ ,
- straty mocy w antenowym układzie rozdzielczym -  $L_r$ ,
- straty mocy powodowane niedopasowaniem -  $L_n$ ,
- straty mocy powodowane ograniczeniem pasma zmodulowanego sygnału przez filtry (jeżeli takie znajdują się w układzie traktu) -  $L_{fil}$ ,
- straty mocy na oporności rzeczywistej anteny -  $L_a$ .

Tłumienie traktu fiderowo-antenowego wyznacza się w zależności:

$$L_{fn} = L_{fid} L_r L_n L_{fil} L_a \quad (16)$$

Wartość  $L_{fn}$  zależy od rozwiązania konstrukcyjnego traktu fiderowo-antenowego (długość i jakość zastosowanych falowodów, stopnia rozbudowy układu rozdzielczego, ograniczenia pasma sygnału przez filtry, jakości anteny).

W przypadku prawidłowo zaprojektowanej i zbudowanej aparatury i stacji, straty powodowane niedopasowaniem i ograniczeniem pasma przez filtry, jak również straty w antenie, są małe w porównaniu z innymi stratami, i do obliczeń można przyjmować, że:

$$L_{fn} = L_{fid} L_r.$$

Tłumienie fidera jest zależne od rodzaju fidera i jego długości, wg zależności:

$$L_{fid} = \alpha \cdot d_f, \quad (17)$$

gdzie:

$\alpha$  - tłumienie jednostkowe (1 metra fidera),

$d_f$  - długość fidera, w [m].

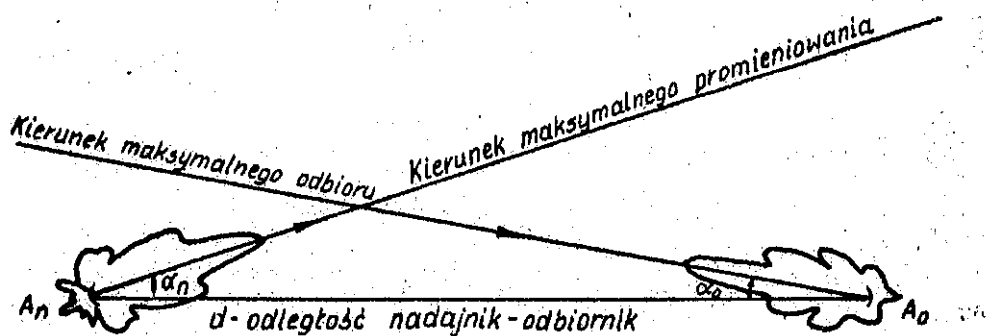
Tłumienie mikrofalowego układu rozdzielczego jest zawarte w danych technicznych aparatury.

Tłumienie traktu fiderowo-antenowego po stronie odbiorczej,  $L_{fo}$ , może być zdefiniowane jako stosunek mocy pobieranej przez antenę odbiorczą z dochodzącej do niej fali do mocy na wejściu odbiornika. Liczbowo  $L_{fo}$  jest równe tłumieniu tego traktu traktowanego jako trakt nadawczy.

### 3.4.5. Tłumienie kierunkowego promieniowania anten

Tłumienie promieniowania anteny nadawczej w kierunku anteny odbiorczej,  $L_n$ , może być zdefiniowane jako stosunek gęstości mocy promieniowanej przez antenę nadawczą w kierunku maksymalnego promieniowania  $\alpha_n = 0$  do gęstości mocy promienio-

wanej w kierunku odchylonym o kąt  $\alpha_n$  od kierunku maksymalnego promieniowania (w kierunku anteny odbiorczej), jak pokazano na rys. 5.



Rys. 5. Połączenie radioliniowe - rzut poziomy

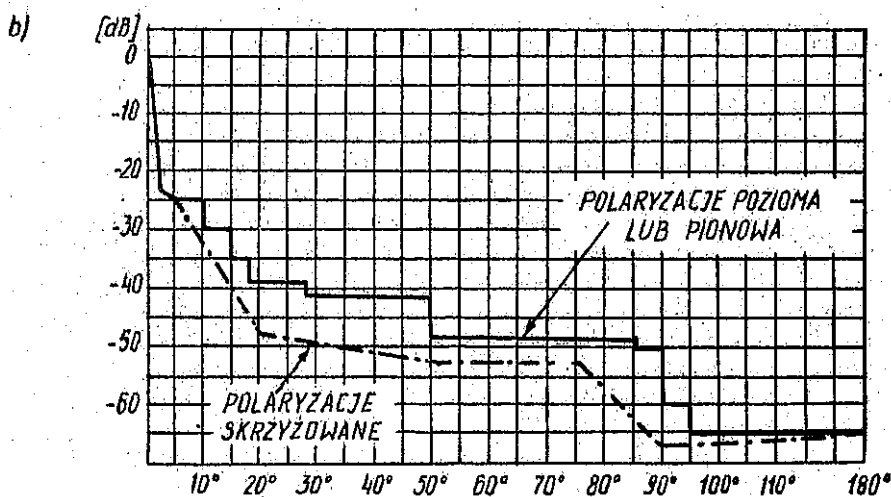
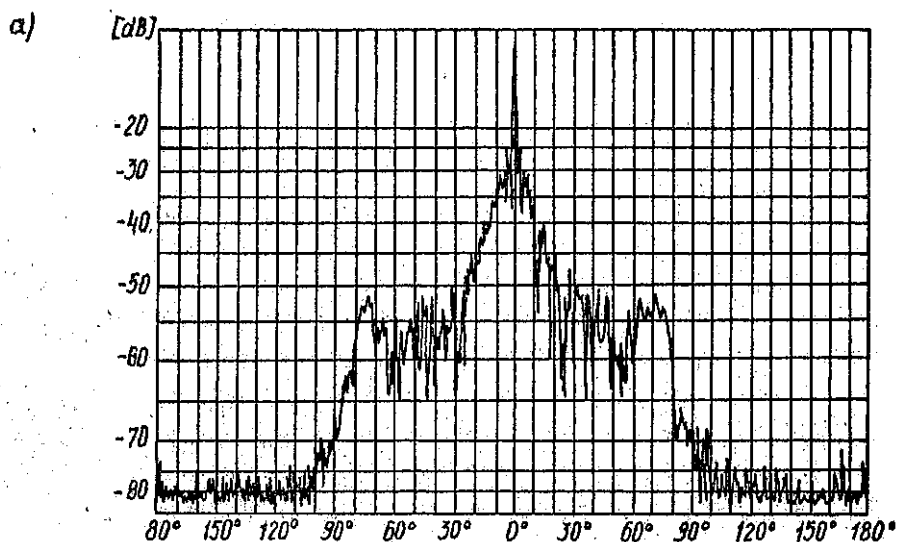
Zależność  $L_n$  od kąta  $\alpha_n$  jest określona przez charakterystykę kierunkowości promieniowania anteny, która powinna być podana w danych technicznych aparatury. Przykładową charakterystykę kierunkowości anten parabolicznych pokazano na rys. 6.

Tłumienie promieniowania anteny odbiorczej w kierunku anteny nadawczej,  $L_o$ , można zdefiniować jako stosunek mocy, jaka byłaby odbierana z kierunku maksymalnego odbioru przy skierowaniu anteny odbiorczej na maksimum odbioru  $\alpha_o = 0$  do mocy odbieranej z kierunku anteny nadawczej  $\alpha_o$  (patrz rys. 5).

Charakterystyka kierunkowości anteny jako anteny odbiorczej jest identyczna z jej charakterystyką jako anteny nadawczej.

#### 3.4.6. Tłumienie wolnej przestrzeni

Tłumienie wolnej przestrzeni,  $L_{wp}$ , jest zdefiniowane jako stosunek mocy nadawanej  $P_n$  do mocy odbieranej  $P_o$ , w przypadku zastosowania bezstratnych anten izotropowych (zarówno nadawczej jak i odbiorczej), dołączonych bezpośrednio do wyjścia nadajnika i wejścia odbiornika w warunkach wolnej przestrzeni.



Rys. 6. Charakterystyki tłumienia kierunkowości anteny parabolicznej o średnicy 3 m w zakresie 6 GHz

a) wartości mierzone; b) wartości gwarantowane

Tłumienie wolnej przestrzeni nie zależy od parametrów aparatury, a tylko od odległości między antenami ( $d$ ) i długości fali ( $\lambda$ ) i może być obliczone ze wzoru:

$$L_{wp} = \left(4\pi \frac{d}{\lambda}\right)^2 \quad (18)$$

Podstawiając wartości częstotliwości  $f$  i odległości  $d$ , w jednostkach praktycznie stosowanych w liniach radiowych, a mianowicie w GHz i w km, otrzymuje się:

$$L_{wp} \text{ [dB]} = 92,5 + 20 \lg f + 20 \lg d. \quad (19)$$

### 3.4.7. Tłumienie dodatkowe powodowane przeszkodami na trasie propagacji fali

Tłumienie dodatkowe powodowane przeszkodami na trasie propagacji fali między anteną nadawczą i odbiorczą,  $L_d$ , może być zdefiniowane jako stosunek mocy, jaka byłaby odbierana przez antenę odbiorczą w warunkach wolnej przestrzeni do mocy odbieranej na trasie rzeczywistej z przeszkodami.

Wartość tłumienia dodatkowego zależy w skomplikowany sposób od kształtu przekroju trasy, kształtu i lokalizacji przeszkody oraz od długości fali, a w szczególności od tak zwanego prześwitu, czyli od stosunku odległości szczytu przeszkody od linii łączącej anteny do promienia pierwszej strefy Fresnela. Przy tym, przy sporządzaniu przekroju trasy, należy uwzględnić zakrzywienie drogi propagacji fali na skutek jej ugięcia (refrakcji) w troposferze przez przyjęcie tak zwanego zastępczego promienia Ziemi ( $R_z$ ) zamiast promienia rzeczywistego ( $R_{rz}$ ):

$$R_z = k \cdot R_{rz},$$

gdzie:

$k$  - współczynnik ugięcia (refrakcji),

$R_{rz}$  - 6370 km - rzeczywisty promień Ziemi.

Nad Ziemią o promieniu zastępczym droga propagacji fali jest prosta. Wartość współczynnika refrakcji, a więc i promienia zastępczego Ziemi zależy od warunków geograficznych, klimatycznych i pogodowych. Do obliczeń należy więc przyjmować wartość medialną, która dla warunków polskich wynosi:

$$k = \frac{4}{3} \quad R_z = 8500 \text{ km}.$$



Zmiany wartości refrakcji w czasie i związane z tym zmiany  $L_d$  należy traktować jako zaniki.

Wartość tłumienia dodatkowego można zgodnie ze Sprawozdaniem CCIR 715-2 obliczać ze wzoru:

$$L_d \text{ [dB]} = J(v) + T(\varphi) + B(x). \quad (20)$$

Powyższy wzór zawiera trzy składniki:

$J(v)$  - określa tłumienie powodowane dyfrakcją fali na ostrym klinie o promieniu krzywizny  $R = 0$ ;

$T(\varphi)$  - określa tłumienie powodowane padaniem fali na powierzchnię przeszkody zaokrąglonej, tłumienie odbicia;

$B(x)$  - określa tłumienia powodowane propagacją fali wzdłuż powierzchni przeszkody zaokrąglonej między horyzontami.

Składniki te można wyznaczyć ze wzorów określonych w Sprawozdaniu CCIR 715-2.

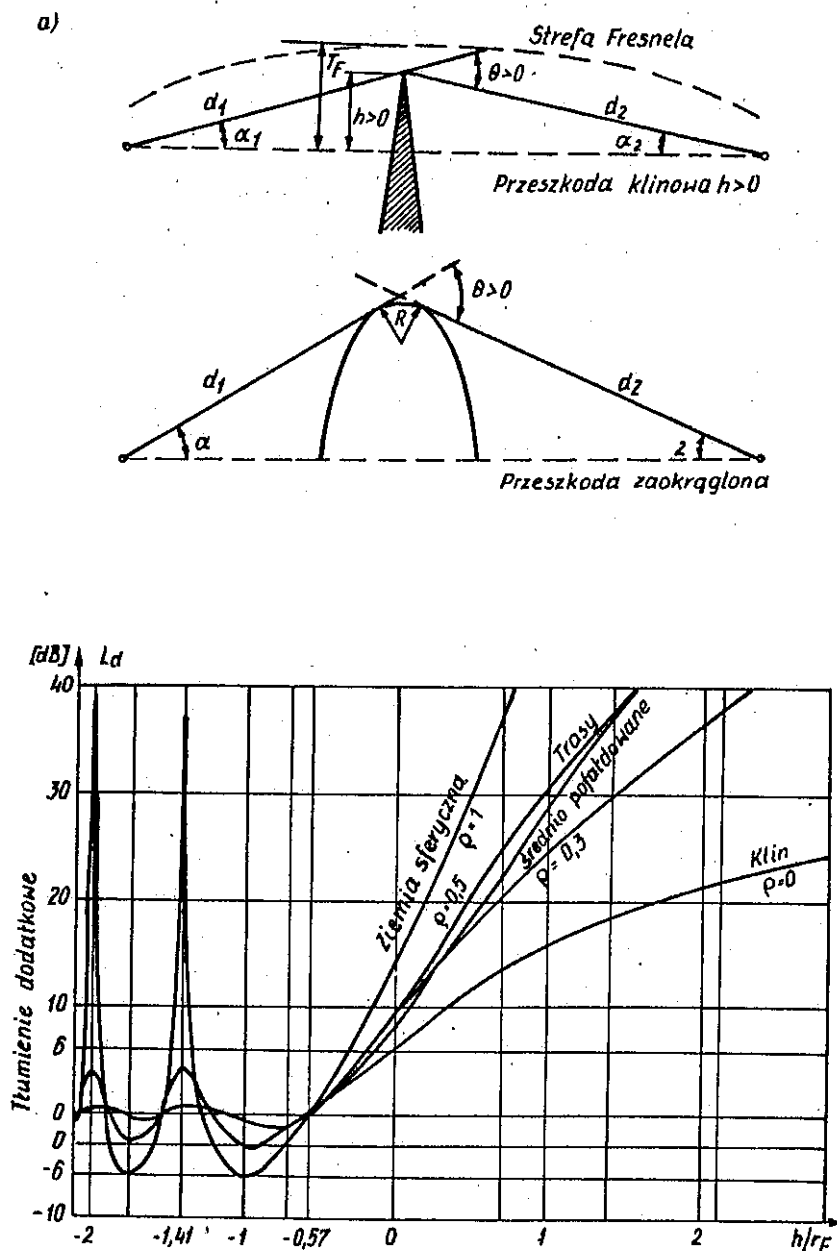
Wartości tłumienia dodatkowego dla typowych przeszkód na trasach linii radiowych w funkcji parametru prześwitu podano na rys. 7. Uwzględniono przeszkodę klinową oraz trasy mające charakter ziemi sferycznej i średnio pofałdowane. Parametrem prześwitu jest  $h/r_F$ , gdzie:

$h$  - wysokość szczytu przeszkody ponad linią prostą łączącą antenę nadawczą i antenę odbiorczą (jeżeli szczyt przeszkody jest poniżej tej linii, to  $h$  jest ujemne),

$r_F$  - promień pierwszej strefy Fresnela w miejscu przeszkody wyznaczany ze wzoru (38).

Z rys. 7 wynika, że:

- tłumienie dodatkowe na przeszkodzie w postaci ostrego klina wynosi 6,4 dB przy  $h/r_F = 0$  i ok. 20 dB przy  $h/r_F = 2$ ;
- tłumienie dodatkowe na przeszkodzie w postaci ziemi sferycznej wynosi 14,4 dB przy  $h/r_F = 0$  i powyżej 40 dB przy  $h/r_F = 1$ ;



Rys. 7. Propagacja na trasach linii radiowych z przeszkodami  
 a) rodzaje przeszkód; b) tłumienie dodatkowe powodowane przeszkodami

- tłumienie dodatkowe na trasie lądowej pofałdowanej z pokryciem w postaci drzew lub zabudowań ( $\phi = 0,5$ ) wynosi 8,5 dB dla  $h/r_F = 0$  i ok. 30 dB dla  $h/r_F = 1$ .

### 3.4.8. Tłumienie zaników powodowanych wielodrogowością

Tłumienie zaników,  $L_z$ , może być zdefiniowane jako stosunek mocy odbieranej medialnej (równej w przybliżeniu mocy odbieranej w warunkach bezzanikowych) do mocy odbieranej w czasie trwania zaniku.

Praktycznie przyjmuje się, że przy dobrze zaprojektowanej linii radiowej moc odbierana medialna jest równa mocy odbieranej w warunkach wolnej przestrzeni.

Wielkość  $L_z$  nazywana bywa często głębokością zaniku.

Tłumienie zaników (głębokość zaniku) jest wielkością statystyczną. Prawdopodobieństwo wystąpienia zaniku o głębokości  $L_z$  o charakterze interferencyjnym w czasie najgorszego miesiąca można (zgodnie ze Sprawozdaniem CCIR 338-5) określić wzorem:

$$P_r(L_z) = K \cdot Q \cdot f^B \cdot d^C \cdot \frac{1}{L_z} \quad (21)$$

$$P_r(L_z) \text{ [dB]} = K \cdot Q \cdot f^B \cdot d^C \cdot 10^{-L_z \text{ [dB]} / 10} \quad (22)$$

gdzie:

$P_r$  - prawdopodobieństwo wystąpienia zaników Rayleigh'a o głębokości  $L_z$ ,

$K$  - współczynnik warunków klimatycznych,

$Q$  - współczynnik warunków terenowych,

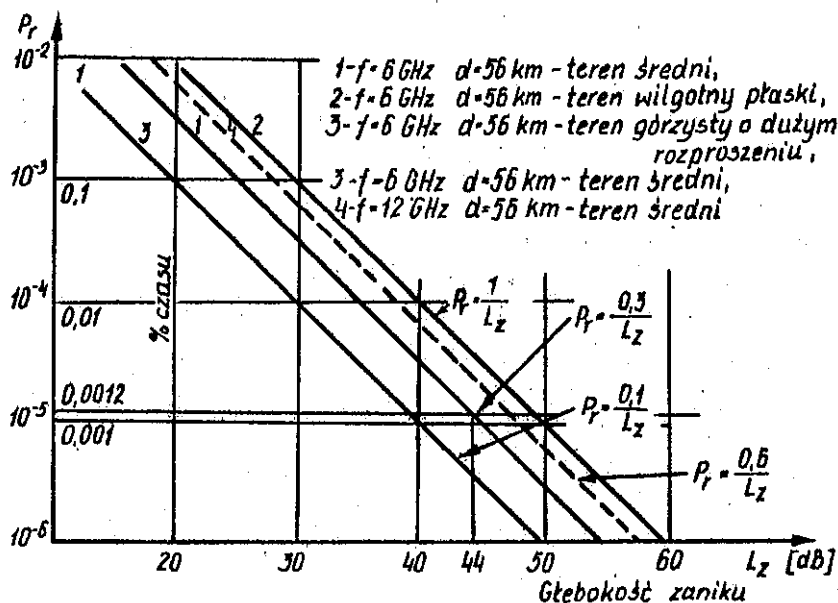
$f$  - częstotliwość, w [GHz],

$B$  - współczynnik częstotliwościowy,

$d$  - długość trasy linii radiowej, w [km],

$C$  - współczynnik odległościowy.

Zależność ze wzoru (21), zwaną rozkładem prawdopodobieństwa zaników, pokazano w skali log-log na rys. 8.



Rys. 8. Rozkłady prawdopodobieństwa zaników powodowanych wielodrogowością

Na podstawie literatury i pomiarów wykonanych na trasach linii radiowych w Polsce można dla strefy klimatu umiarkowanego i terenu śródlądowego o średnim pofałdowaniu, a więc dla warunków Polski, przyjmować:

$$K \cdot Q = 3 \cdot 10^{-7}; \quad B = 1; \quad C = 3.$$

Dla tych warunków wzór (21) przybiera postać:

$$P_r = 3 \cdot 10^{-7} \cdot f \frac{d^3}{L_z} \quad (23)$$

Dla typowego odcinka linii o częstotliwości 6 GHz i długości 56 km ze wzoru (23) otrzymuje się:

$$P_r \approx \frac{0,3}{L_z} \quad \text{lub w dB} \quad 10 \lg P_r = -5 - L_z [\text{dB}] \quad (24)$$

Rozkład ten pokazano na rys. 8 w postaci prostej 1.

Dla terenów wilgotnych płaskich o małym pofałdowaniu, a więc dla terenów podmokłych i nadmorskich, należy zwiększyć współczynnik KQ do wartości  $KQ = 10^{-6}$ .

Dla terenów suchych górzystych o dużym rozproszeniu (o małym współczynniku odbicia) można zmniejszyć współczynnik KQ do wartości  $KQ = 10^{-7}$ .

Rozkłady prawdopodobieństwa zaników dla ww. przypadków pokazano na rys. 8 w postaci prostych 2 i 3.

Należy zwrócić uwagę, że rozkład określony prostą 2 na rys. 8, jako czysty rozkład Rayleigh'a,  $P_r = 1/L_z$ , jest rozkładem granicznym i w najbardziej niekorzystnym przypadku nie należy spodziewać się jego przekroczenia.

Wartość tłumienia zaników sygnału użytecznego na odcinku linii radiowej zależy od wymaganej niezawodności jakości transmisji określonej w wymaganiach, czyli od % czasu dopuszczalnego przekraczania granicznej stopy błędów.

Na przykład, dla odcinka linii radiowej wysokiej jakości o długości 56 km i częstotliwości 6 GHz w terenie o średnim pofałdowaniu dopuszczalny % czasu przekroczenia dopuszczalnej stopy błędów  $10^{-3}$  wynosi, zgodnie z pkt. 2.3:

$$0,054 \frac{56}{2500} = 0,0012\%,$$

a odpowiadająca temu głębokość zaniku wynosi, zgodnie ze wzorem (24) i rys. 8:

$$L_z = 44 \text{ dB}.$$

Na rys. 8 pokazano również rozkład zaników dla odcinka linii w terenie o średnim pofałdowaniu o długości 56 km i częstotliwości 2 GHz (prosta 3). Głębokość zaników jest w tym przypadku o około 5 dB mniejsza niż dla linii 6 GHz. Rozkład pokrywa się z rozkładem dla linii 6 GHz w terenie górzystym.

#### 3.4.9. Tłumienie zaników powodowanych opadami

Przy częstotliwościach większych od ok. 10 GHz o tłumieniu fali na trasie odcinka linii radiowej w małym % czasu mogą decydować zaniki powodowane przez opady, zwane zanikami opado-

wymi. Głębokość tych zaników i czas ich trwania przewyższają w pewnych warunkach wartości wynikające z zaników powodowanych przez interferencje fal dochodzących do anteny odbiorczej różnymi drogami na skutek propagacji wielodrogowej.

Prawdopodobieństwo wystąpienia zaników opadowych o zadanej głębokości zależy w skomplikowany sposób od wielu czynników, takich jak: częstotliwość i polaryzacja fali, długość odcinka, warunki klimatyczne, a w szczególności od intensywności i charakteru opadu.

Rozkład prawdopodobieństwa można określić za pomocą wzorów i wykresów empirycznych uzyskanych na podstawie długotrwałych pomiarów.

Na podstawie dokumentów CCIR, a w szczególności Sprawozdania 338-5, 563-3, 721-2, zaproponowano poniższą metodę szacowania głębokości i prawdopodobieństwa zaników opadowych, opartą na długotrwałych pomiarach statystycznych w wielu państwach świata. Biorąc pod uwagę intensywność opadów świat został podzielony na 14 stref geograficzno-klimatycznych. Polska leży w 4 strefach oznaczonych symbolami E, F, G i H.

Intensywność opadów,  $R$ , określana jest wielkością opadów, wyrażoną w mm/godz., występującą w czasie 0,01% roku. Dla stref klimatycznych na obszarze Polski intensywność opadów wynosi:

strefa E - intensywność opadów 22 mm/h,

strefa F - intensywność opadów 28 mm/h,

strefa G - intensywność opadów 30 mm/h,

strefa H - intensywność opadów 32 mm/h.

Łłumienie specyficzne,  $\gamma$ , w 0,01% czasu, powodowane przez opad o intensywności  $R$ :

$$\gamma = K R^{\alpha}, \quad (25)$$

gdzie:

$K, \alpha$  - współczynniki uzależnione od zakresu częstotliwości i rodzaju polaryzacji,

$R$  - intensywność opadów.

Wartości współczynników  $K, \alpha$  zestawiono w tabl. 2.

Tablica 2

Wartości współczynników  $K, \alpha$ 

Częstotliwość	$K_H$	$K_V$	$\alpha_H$	$\alpha_V$
6	0,00175	0,00155	1,308	1,265
8	0,00454	0,00395	1,327	1,310
12	0,0188	0,0168	1,217	1,200
15	0,0367	0,0335	1,154	1,128
20	0,0751	0,0691	1,099	1,065

Tłumienie odniesienia,  $L_0$ , dla 0,01% czasu roku:

$$L_0(0,01\%) = \frac{d}{1 + 0,045 d} \quad (26)$$

Tłumienie zaników opadowych,  $L_0(p)$ , dla innych niż 0,01% czasu roku określa wzór:

$$L_0(p) = L_0(0,01\%) \cdot 0,12 \cdot p^{-(0,546 + 0,043 \cdot \log p)} \quad (27)$$

Wzór (27) jest słuszny w zakresie od 0,0001% do 1%.

Niedostępność (niedyspozycyjność) linii radiowej na skutek opadów można wyznaczyć ze wzoru (27) podstawiając na miejsce  $L_0(p)$  wartość zapasu dla  $BER = 10^{-3}$ .

Niedostępność (niedyspozycyjność) dopuszczalna, zgodnie z dokumentami CCIR, dla linii radiowych o długości 2500 km wynosi 0,3%. Trzecia część tej wielkości, tj. 0,1%, może być powodowana efektami propagacyjnymi, czyli w zakresach powyżej 10 GHz - opadami. Dla linii krótkich o długości mniejszej niż 280 km niedyspozycyjność nie może być większa niż 0,01% czasu roku.

### 3.4.10. Tłumienie polaryzacji

Tłumienie polaryzacji,  $L_p$ , może być zdefiniowane jako stosunek mocy odbieranej z fali o polaryzacji zgodnej z polaryzacją anteny do mocy odbieranej z fali o polaryzacji niezgodnej,

przy tej samej gęstości mocy fali dochodzącej do anteny odbiorczej.

Przykładową charakterystykę kierunkowości anteny o średnicy 3 m i częstotliwości 2 GHz dla polaryzacji skrośnej w porównaniu z charakterystykami dla polaryzacji zgodnej naniesiono na rys. 6.

### 3.5. Obliczanie mocy sygnału użytecznego na wejściu odbiornika i zapasu

Moc sygnału na wejściu odbiornika (użytecznego lub zakłóceń zewnętrznych) w zależności od mocy nadawcy oraz parametrów urządzeń i trasy określa ogólny wzór (4) w pkt. 3.4.1.

W przypadku prawidłowo zaprojektowanego i zbudowanego odcinka przekąźnikowego (przesła) linii radiowej można przyjąć, że:

$L_{\alpha n} = 1$      $L_{\alpha n} [\text{dB}] = 0$  - antena nadawcza jest skierowana w kierunku anteny odbiorczej,

$L_d = 1$      $L_d [\text{dB}] = 0$

$L_{\alpha o} = 1$      $L_{\alpha o} [\text{dB}] = 0$  - antena odbiorcza jest skierowana w kierunku anteny nadawczej,

$L_p = 1$      $L_p [\text{dB}] = 0$  - polaryzacja fali jest zgodna z polaryzacją anteny,

i wzór (12) upraszcza się do postaci:

$$P_s = P_n \frac{G_{an} G_{ao}}{L_{fn} L_{wp} L_z L_o L_{fo}} \quad (28)$$

lub w dBm:

$$P_s [\text{dBm}] = P_n [\text{dBm}] + G_{an} [\text{dB}] + G_{ao} [\text{dB}] - L_{fn} [\text{dB}] - L_{wp} [\text{dB}] - L_z [\text{dB}] - L_o [\text{dB}] - L_{fo} [\text{dB}] \quad (29)$$

Określona wyżej moc sygnału użytecznego na wejściu odbiornika w czasie trwania zaniku o głębokości  $L_z$  lub  $L_o$  powinna być większa od mocy progowej określonej w pkt. 3.2:



$$P_s > P_{pr}.$$

W warunkach bezzanikowych,  $L_z = 1$ ,  $L_o = 1$ , moc sygnału na wejściu odbiornika będzie większa i może być obliczona ze wzoru (28):

$$P_{so} = P_n \frac{G_{an} G_{ao}}{L_{fn} L_{wp} L_{fo}}. \quad (30)$$

Stosunek mocy  $P_{so}$  do mocy progowej  $P_{pr}$  (lub różnica w decybelach) jest nazywany zapasem lub marginesem mocy:

$$Z = \frac{P_{so}}{P_{pr}}$$

$$Z \text{ [dB]} = P_{so} \text{ [dBm]} - P_{pr} \text{ [dBm]}. \quad (31)$$

W prawidłowo zaprojektowanej linii zapas  $Z$  powinien być liczbowo większy od głębokości zaniku (od tłumienia zaników):

$$Z > L_z.$$

### 3.6. Obliczanie mocy zakłóceń na wejściu odbiornika

Moc zakłóceń,  $P_z$ , na wejściu odbiornika jest sumą mocy zakłóceń różnego rodzaju:

$$P_z = P_{zw} + P_{zo} + P_{z1} + P_{z2} + P_{z3} + \dots \quad (32)$$

Moc zakłóceń (szumów) wewnętrznych,  $P_{zw}$ , wprowadzanych przez odbiornik odniesiona do wejścia odbiornika została omówiona w pkt. 3.1 i 3.2 i może być określona wzorem:

$$P_{zw} \text{ [dBm]} = -114 + F_{sz} \text{ [dB]} + 10 \lg B \text{ [MHz]}. \quad (33)$$

Moc zakłóceń tła otoczenia,  $P_{zo}$ , można określić na podstawie pomiarów statystycznych.

W interesującym nas zakresie częstotliwości należy liczyć się z minimalnymi zakłóceniami otoczenia w warunkach tzw. spokojnej wsi powodowanymi szumem nieba o poziomie rzędu:

od  $P_{zo} = 0,3 \text{ kTB}$ ; przy częstotliwości kilku GHz,

do  $P_{zo} = \text{kTB}$ ; przy częstotliwości kilkadziesiątu GHz.

Do orientacyjnych obliczeń w zakresie częstotliwości linii radiowych do kilkunastu GHz można przyjmować z zapasem większą z powyższych wartości, czyli:

$$P_{zo} = \text{kTB}$$

lub

$$P_{zo} [\text{dBm}] = -114 + 10 \lg B [\text{MHz}] \quad (34)$$

Zakłócenia zewnętrzne,  $P_{z1}, P_{z2}, \dots$ , można podzielić na:

- zakłócenia wewnątrzsystemowe, powodowane przez źródła należące do linii radiowych;
- zakłócenia pozasystemowe, powodowane przez inne źródła zakłócające, jak: radary, systemy łączności satelitarnej, nadajniki telewizyjne i radiofoniczne.

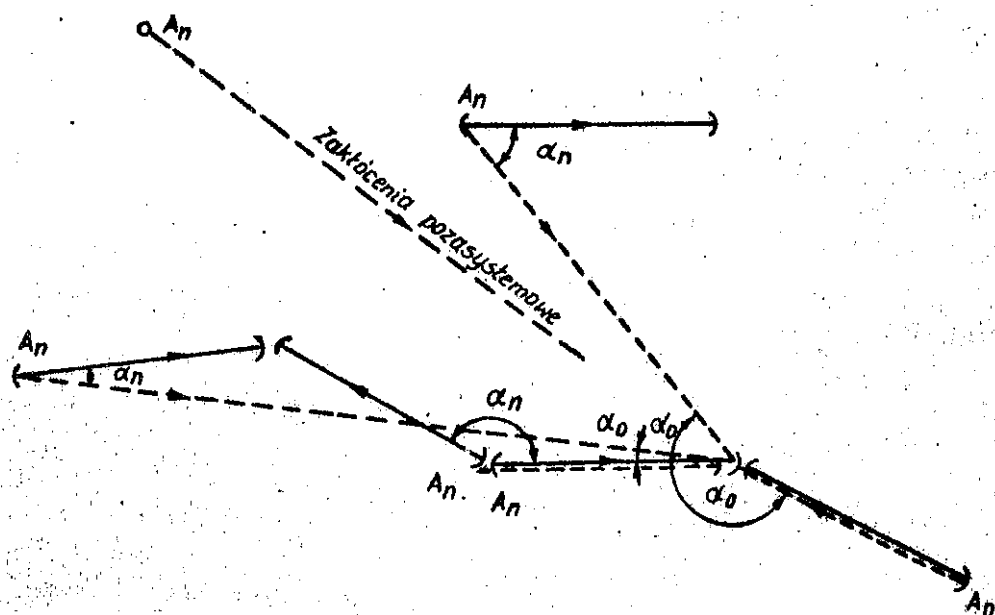
Zakłócenia wewnątrzsystemowe można z kolei podzielić na:

- zakłócenia bliskie wprowadzane przez nadajniki tej samej lub sąsiedniej stacji,
- zakłócenia dalekie wprowadzane przez nadajniki stacji oddalonych.

Sytuację zakłóceń w linii radiowej pokazano na rys. 9 z zaznaczeniem dróg (tras) i kierunków propagacji sygnału użytecznego (linie ciągłe) i sygnałów zakłócających (linie przerywane), anten stacji zakłócających  $A_n$  oraz kątów między kierunkami propagacji zakłóceń i kierunkiem maksymalnego promieniowania lub odbioru anteny ( $\alpha_n$  lub  $\alpha_o$ ).

Moc zakłóceń na wejściu odbiornika zakłócanego można obliczać ze wzoru (12) podanego w pkt. 3.4.1 bez uwzględniania zantenników, czyli przy przyjęciu  $L_z = 1$  i  $L_o = 1$ :

$$P_z = P_n \frac{G_{an} G_{ao}}{L_{fn} L_{\alpha_n} L_{wp} L_d L_{fo} L_{\alpha_o} L_p} \quad (35)$$



Rys. 9. Ilustracja zakłóceń w linii radiowej

lub w dB:

$$P_z [\text{dBm}] = P_n [\text{dBm}] + G_{an} [\text{dB}] + G_{ao} [\text{dB}] - L_{fn} [\text{dB}] - L_{\alpha n} [\text{dB}] - \\ - L_{wp} [\text{dB}] - L_d [\text{dB}] - L_{fo} [\text{dB}] - L_{\alpha o} [\text{dB}] - L_p [\text{dB}] ,$$

gdzie:

$P_z [\text{dBm}]$  - moc sygnału zakłócającego w warunkach bezzanikowych (wartość medialna) na wejściu odbiornika zakłócanego, w [dB].

Inne oznaczenia jak poprzednio.

Składniki prawej strony wzoru dotyczą sygnału zakłócającego oraz parametrów urządzeń trasy dla tego sygnału (linie przerywane na rys. 9).

Przyjęcie do obliczeń wartości medialnej (równej praktycznie wartości w warunkach bezzanikowych) mocy zakłóceń można uzasadnić tym, że:

- na skutek różnicy przebiegów i długości tras oraz ewentualnej różnicy częstotliwości i polaryzacji dla sygnałów użytecznego i zakłócającego zaniki na tych trasach można uznać za nieskorelowane,
- dla przypadku krytycznego głębokiego krótkiego zaniku sygnału użytecznego jest małe prawdopodobieństwo równoczesnego głębokiego zaniku sygnału zakłócającego.

#### 4. ZASADY I KRYTERIA WYBORU TRAS LINII RADIOWYCH

##### 4.1. Lokalizacja stacji

Na wybór lokalizacji stacji ma wpływ wiele, często sprzecznych, czynników. Tym niemniej można sformułować poniższe ogólne zalecenia.

Stacje linii radiowej powinny być lokalizowane:

- na najwyższym punkcie otaczającego terenu,
- w pobliżu dróg i energetycznych linii zasilających,
- na glebie najgorszej klasy,
- w niedalekiej odległości od miast i osiedli.

Stacje początkowa i końcowa powinny być lokalizowane jak najbliżej stacji teletransmisyjnych (central), z którymi one współpracują.

Ponadto lokalizacje stacji powinny być uzgodnione z odpowiednimi władzami cywilnymi i wojskowymi.

W szczególności stacje nie powinny być lokalizowane na terenach leśnych, wymagających wycinki drzew oraz w pobliżu lotnisk, zakładów przemysłowych, linii energetycznych wysokiego napięcia, terenów wojskowych itp.

Przy wstępnej lokalizacji należy starać się, aby trasa odcinka przekaźnikowego nie przebiegała nad terenem o dużym współczynniku odbicia fal radiowych (duże rozlewiska wodne i mokradła, duże płaskie obszary niezadrzewione i niezabudowane), co może powodować głębokie zaniki sygnału na skutek interferencji fali bezpośredniej i odbitej. W przypadku gdyby to

z różnych względów było niemożliwe, może się okazać niezbędne zastosowanie dodatkowych środków zaradczych, np. przysłonięcie obszaru odbicia lub przesunięcie punktu odbicia poza obszar niepożądany przez zmianę wysokości zawieszenia anten.

#### 4.2. Średnia długość odcinka przekątnikowego (przęsła)

Długości odcinków przekątnikowych linii w danej relacji są wynikiem kompromisu między wieloma czynnikami technicznymi, ekonomicznymi i eksploatacyjnymi.

Zwiększenie tej długości powoduje z jednej strony zmniejszenie liczby stacji przekątnikowych i związane z tym zmniejszenie kosztów inwestycyjnych i eksploatacyjnych oraz poziomu zakłóceń wprowadzanych przez urządzenia. Z drugiej jednak strony przy dłuższych odcinkach:

- rośnie tłumienie propagacji (proporcjonalnie do kwadratu długości odcinka) i tłumienie zaników (proporcjonalnie do trzeciej potęgi długości odcinka);
- potrzebne są większe wysokości zawieszenia anten dla uzyskania wymaganego prześwitu, a więc wyższe wieże i dłuższe falowody, co powoduje powiększenie kosztów i wzrost tłumienia sygnału;
- rośnie opóźnienie fali odbitej w stosunku do fali bezpośredniej (proporcjonalnie do długości odcinka), które wprowadza dodatkowe zakłócenia przy transmisjach szerokopasmowych, a w szczególności transmisjach cyfrowych o dużej przepływności;
- dla skompensowania wzrostu tłumień trzeba stosować większe moce nadajników, co poza pogorszeniem wskaźników ekonomicznych powoduje pogorszenie warunków kompatybilnościowych.

Ponadto przy wyborze długości odcinka należy uwzględnić warunki terenowe ze względu na omówione powyżej możliwości lokalizacji stacji oraz warunki klimatyczne.

Ze wzmianek w literaturze można wyciągnąć wniosek, że skracanie długości odcinka przekątnikowego poprawia wskaźniki techniczne, ekonomiczne i kompatybilnościowe.

W dotychczasowej praktyce projektowej przyjmowano średnie kompromisowe długości odcinków w zależności od zakresu częstotliwości, a mianowicie:

Zakres częstotliwości, w [GHz]	2	4	6	7-8	11	13-18
Średnia długość odcinka, w [km]	65	50	45	40	35	kilkanaście

#### 4.3. Określanie rejonów lokalizacji stacji przekaźnikowych

Mając określoną lokalizację stacji początkowej i końcowej mierzy się na mapie o skali 1:100.000 odległość między nimi w linii prostej, równej w przybliżeniu długości relacji ( $L$ ). Długość relacji zwiększa się o 10% ze względu na to, że trasa wieloodcinkowej linii radiowej nie przebiega wzdłuż linii prostej, ale wzdłuż linii zygzakowatej, której długość jest większą od długości relacji.

W szczególności dla uniknięcia zakłóceń między stacjami 1 i 4, które pracują zazwyczaj na tej samej częstotliwości i polaryzacji, należy tak dobierać kierunki promieniowania anten, aby nie znajdowały się na linii prostej łączącej te stacje. Wartość minimalnego kąta między kierunkiem promieniowania anteny na stacji 1 i 4 a linią prostą łączącą te stacje określa się dla każdego zakresu częstotliwości w zależności od charakterystyki promieniowania anten. Wstępnie można przyjmować wartości podane niżej:

Zakres częstotliwości, w [GHz]	2	4-8	10-13
Minimalnych kąt, w [stopniach]	5	3	2

Tak otrzymaną długość trasy dzieli się przez średnią długość odcinka ( $d_{sr}$ ) i otrzymuje się niezbędną liczbę odcinków przekaźnikowych:

$$N = \frac{1,1 \cdot L}{d_{sr}} \quad (36)$$

Wartość  $N$  sprowadza się do wartości liczb całkowitych (1, 2, 3, ...). Jeżeli z obliczeń wynika liczba ułamkowa, należy ją zaokrąglić w górę do najbliższej liczby całkowitej.

Rejon lokalizacji stacji przekątnikowej określa się następująco: na mapie fizycznej o skali 1:100.000 lokalizuje się stację początkową, określaną jako stacja nr 1, i stację końcową. Następnie z punktu lokalizacji stacji 1 zakreśla się półokrąg o promieniu równym średniej długości odcinka, a rejon lokalizacji stacji 2 wybiera się w punkcie przecięcia się półokręgu z linią prostą łączącą stację początkową z końcową. W przypadku złych warunków lokalizacyjnych w pobliżu punktu przecięcia się półokręgu z linią prostą wybiera się nową lokalizację i poszukuje się nowego miejsca lokalizacji stacji dalej wzdłuż półokręgu.

Po znalezieniu odpowiedniego punktu lokalizacji stacji 2 wykreśla się z niego półokrąg o promieniu  $d_{sr}$  do przecięcia się z linią łączącą stację początkową i końcową.

W pobliżu przecięcia się tych linii wybiera się, podobnie jak poprzednio, punkt lokalizacji stacji 3.

Analogicznie wybiera się lokalizacje stacji następnych, z tym, że przy wyborze lokalizacji stacji 4 należy sprawdzić, czy kierunki promieniowania anten stacji 1 i 4 są odchylone od linii prostej łączącej te stacje o kąty zabezpieczające brak zakłóceń.

Podobnie należy sprawdzić kąty przy stacjach 2-5, 3-6 itd. W przypadkach podejrzanym, gdy kąty te są za małe, należy obliczyć dokładnie poziomy zakłóceń i ewentualnie skorygować przebieg trasy i lokalizacje stacji, względnie przedsięwziąć inne środki zaradcze, np. skorygować plan rozkładu częstotliwości lub polaryzacji linii.

#### 4.4. Przekroje i wysokości zawieszenia anten

Po ustaleniu lokalizacji stacji należy wykonać przekroje odcinków terenu między sąsiednimi stacjami w celu określenia rzeźby terenu oraz przeszkód naturalnych i sztucznych (wznie-

sienia, lasy, zabudowa, linie energetyczne oraz jeziora, bagna i rozlewiska o dużych powierzchniach), występujących na danym odcinku. Stanowi to podstawę do określenia wysokości konstrukcji wsporczych i wysokości zawieszenia anten, zapewniających poprawną pracę linii radiowej na danym odcinku.

W tym celu należy z mapy fizycznej o skali 1:100.000 lub 1:50.000 odczytać rzędne terenu w funkcji odległości od stacji wzdłuż prostej łączącej stacje oraz określić rodzaj i położenie przeszkód na odcinku. Wyniki ujmujemy się w tabelę. Następnie wykreśla się przekrój na łuku, którego krzywizna jest określona zależnością:

$$s = \frac{d_1 d_2}{12,74 \cdot K}, \quad (37)$$

gdzie:

- $s$  - wielkość strzałki krzywizny łuku w [m],
- $d_1$  - odległość od początku odcinka w [km],
- $d_2$  - odległość od końca odcinka w [km],
- $K$  - współczynnik refrakcji, określający stosunek promienia zastępczego dla fal radiowych do promienia rzeczywistego Ziemi.

Cięciwa wyżej obliczonego łuku jest równa odległości między stacjami:

$$d = d_1 + d_2.$$

Przykład przekroju odcinka linii radiowej pokazano na rys. 10.

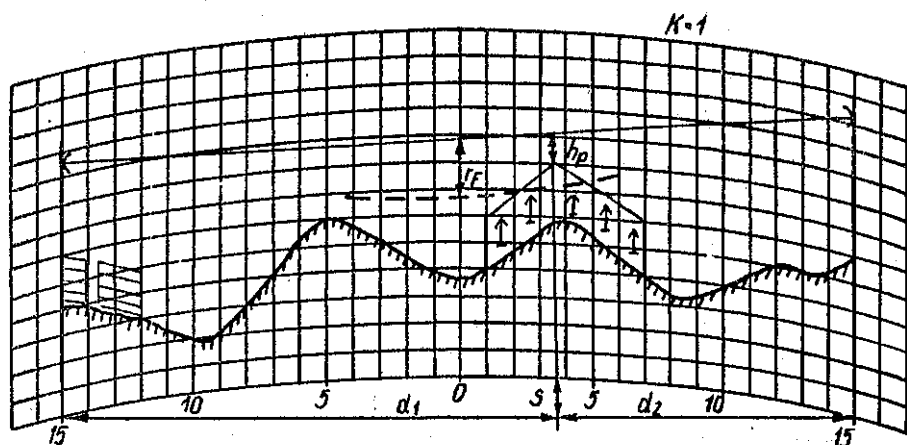
Zgodnie z dotychczasową praktyką łuk wykonuje się dla wartości  $K = 1$ .

Skalę poziomą przekroju dla terenu o małym i średnim pofałdowaniu przyjmuje się zazwyczaj 1:100.000 (1 cm = 1 km), a skalę pionową 1:1.000 (1 cm = 10 m) lub 1:2.000 (1 cm = 20 m).

Następnie oblicza się wielkość niezbędnego prześwitu  $h_p$  (odległość szczytu przeszkody od prostej łączącej anteny) potrzebnego do optymalnej pracy linii radiowej.

W literaturze można spotkać różne zalecenia-kryteria wyboru wielkości prześwitu w zależności od częstotliwości, długości





Rys. 10. Przykład przekroju przęsła linii radiowej

odcinka, rodzaju terenu i rodzaju linii radiowej. Dla obliczeń szacunkowych na obszarze Polski można zaproponować procedurę zawartą w Sprawozdaniu 338-5 CCIR podaną poniżej:

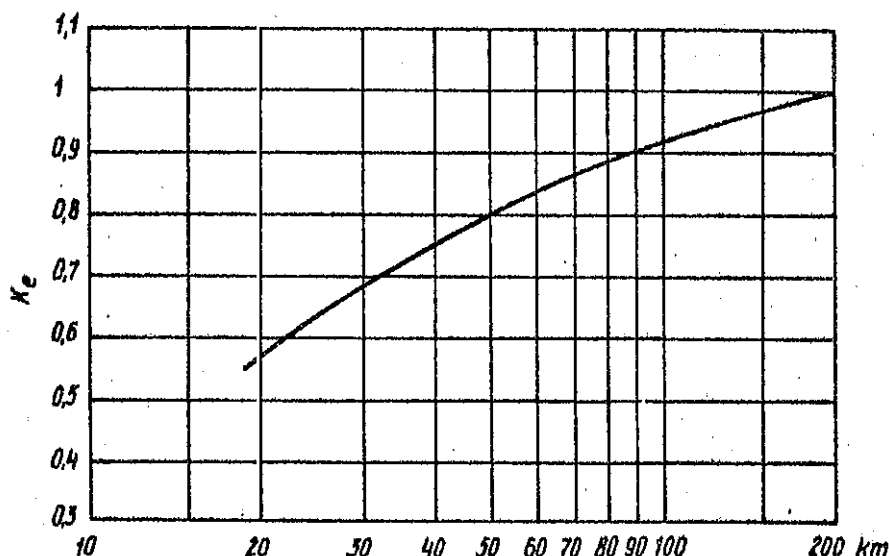
- wyznacz wysokości zawieszenia anten przyjmując prześwit ( $h_p$ ) równy pierwszej strefie Fresnela nad najwyższą przeszkodą na trasie ( $h_p = r_F$ ) dla współczynnika refrakcji  $K = 4/3$ ;
- określ wartość współczynnika refrakcji  $K_e$  (99,9%) dla danej długości przęsła z rys. 11;
- wyznacz wysokości zawieszenia anten dla współczynnika refrakcji  $K_e$  określonego w pkt. b) oraz dla następujących warunków na prześwit  $h_p = 0 \cdot r_F$ , jeśli jest pojedyncza przeszkoda na trasie,  $h_p = 0,3 \cdot r_F$ , jeśli przeszkoda jest rozciągnięta na części trasy;
- przyjmij większe wysokości zawieszenia anten z pkt. a) i c).

Promień pierwszej strefy Fresnela oblicza się z zależności:

$$r_F = 17,3 \cdot \sqrt{\frac{d_1 \cdot d_2}{f \cdot d}}, \quad (38)$$

gdzie:

- $d_1, d_2$  - jak we wzorze (37),
- $d$  - długość przęsła, w [km],
- $f$  - częstotliwość fali nośnej, w [GHz].



Rys. 11. Zależność współczynnika refrakcji  $K_e$  w funkcji długości przęsła

Wielkość prześwitu, a ściślej stosunek  $\frac{h_p}{r_F}$ , zwany wskaźnikiem prześwitu, ma wpływ na tłumienie trasy, wprowadzając tzw. tłumienie dodatkowe w stosunku do tłumienia wolnej przestrzeni, jak omówiono w pkt. 3.4.7. W szczególności:

- przy  $h_p = 0,57$  tłumienie dodatkowe równa się 0 dB niezależnie od rodzaju przeszkody,
- przy  $h_p = r_F$  tłumienie dodatkowe może dochodzić do -6 dB (tłumienie trasy mniejsze o 6 dB od tłumienia wolnej przestrzeni) w przypadku przeszkody zaokrąglonej o dużym promieniu krzywizny.

Po obliczeniu prześwitów nad przeszkodami nanosi się ich wielkości na przekrój odcinka, dodając je do wysokości odpo-

wiednich przeszkód. Zwykle wystarcza uwzględnienie jednej lub dwu przeszkód. Następnie przez punkt określający prześwit nad najwyższą przeszkodą kreśli się linię prostą, aż do przecięcia się jej z liniami pionowymi na krańcach odcinka. Punkty przecięcia określają wysokości zawieszenia anten  $h_a$ . Nachylenie prostej wybiera się tak, aby nie zmniejszyć prześwitu nad innymi przeszkodami poniżej wartości dopuszczalnej  $h_p$  i aby wysokości zawieszenia anten na końcach były jak najmniejsze.

#### 4.5. Weryfikacja wyboru trasy i projekt techniczny linii radiowej

##### Odbicia

Po sporządzeniu projektu odcinka trasy należy sprawdzić, czy punkt odbicia fali od powierzchni ziemi nie leży w terenie o dużym współczynniku odbicia, bliskim -1 (duże rozlewiska wodne i mokradła, duże płaskie tereny niezadrzewione i niezabudowane), co może powodować głębokie zaniki sygnału na skutek interferencji fali bezpośredniej i odbitej, jak wykazano w pkt. 3.4.7 dla przypadku przeszkody o dużym promieniu krzywizny.

Należy przy tym sprawdzić punkt odbicia nie tylko dla wskaźnika refrakcji  $K = 1$ , ale i dla wskaźnika większego  $K = 4/3$  i mniejszego  $K = 2/3$ .

W przypadku gdy punkt odbicia dla którejś z wartości  $K$  charakteryzuje się dużym współczynnikiem odbicia, należy zmienić lokalizację jednej lub obu stacji, względnie zastosować inne środki zaradcze, np. przysłonięcie obszaru odbicia lub przesunięcie punktu odbicia poza obszar niepożądany przez zmianę wysokości zawieszenia anteny.

Po takim skorygowaniu trasy odcinka należy ponownie wykonać jej przekrój i przeprowadzić obliczenia.

##### Jakość transmisji z uwzględnieniem kompatybilności

Po wstępnym zaprojektowaniu trasy całej linii radiowej, zgodnie z powyżej omówionymi zaleceniami, należy dokonać obli-

czeń jakości transmisji z uwzględnieniem zakłóceń zarówno wewnętrznych - jak i pozasystemowych w sieci.

W przypadku uzyskania wyników nie spełniających wymagań zarówno w odniesieniu do poszczególnych odcinków, jak i całej linii, należy przedsięwziąć odpowiednie środki zaradcze, dotyczące parametrów technicznych aparatury lub parametrów trasy łącznie z ewentualną zmianą jej przebiegu, i dokonać ponownych obliczeń aż do uzyskania zadowalających wyników.

### Uzgodnienia w terenie

Następnie należy uzgodnić lokalizację stacji, przebieg trasy i parametry techniczne z odpowiednimi władzami i z zainteresowanymi instytucjami.

### Projekt techniczny

Po wykonaniu powyższego należy: sporządzić dokładne przekroje odcinków trasy z udziałem geodezji i wizji terenowych oraz dokonać na ich podstawie dokładnych obliczeń końcowych parametrów technicznych, jakościowych i kompatybilnościowych linii. Jeżeli wyniki tych obliczeń będą zadowalające, można przystąpić do opracowywania projektu technicznego, który będzie podstawą realizacji linii.

## **5. PROGRAMY KOMPUTEROWE DO OBLICZEŃ PARAMETRÓW JAKOŚCIOWYCH CYFROWYCH LINII RADIOWYCH**

### **5.1. Dane ogólne**

Na podstawie metodyki przedstawionej w pkt. 3 zostały wykonane dwa programy komputerowe przeznaczone do oceny cyfrowych linii radiowych w aspekcie parametrów jakościowych z uwzględnieniem kompatybilności elektromagnetycznej z otoczeniem. Programy te, oznaczone symbolami JRC 895 i ZPC 895 (89 - rok opracowania, 5 - kolejna wersja), spełniają następujące funkcje:

- program JRC 895 umożliwia obliczanie parametrów jakościowych przesyła i relacji cyfrowych linii radiowych z uwzględnieniem zakłóceń;
- program ZPC 895 służy do obliczeń zakłóceń w przesyłach cyfrowych linii radiowych.

Programy zostały napisane w języku PL1 i są realizowane na maszynie cyfrowej R-32 w systemie operacyjnym OS PRIMUS, umożliwiającym zdalny dostęp do maszyny R32 i konwersacyjny system obsługi monitorów.

Badana sieć linii radiowych może zawierać kilkaset stacji i przesyła oraz kilkadziesiąt rodzajów anten i systemów.

## 5.2. Program JRC 895

uproszczony algorytm programu JRC 895 przedstawiono na rys. 12. Po wczytaniu danych wejściowych działanie programu rozpoczyna się od obliczeń parametrów jakościowych pierwszej relacji ( $I = 1$ ). Dla każdego przesyła wchodzącego w skład tej relacji, poczynając od pierwszego ( $K = 1$ ), wyznacza się moc sygnału użytecznego na wejściu odbiornika oraz parametry jakościowe tego przesyła. Po zakończeniu obliczeń ostatniego przesyła - na podstawie wartości obliczonych dla przesyła - określa się parametry jakościowe relacji, a następnie parametry tej relacji wg zaleceń CCIR.

W analogiczny sposób wyznacza się parametry jakościowe kolejnych relacji, aż do ostatniej. Wybór relacji następuje wg numerów zawartych w parametrach sterujących zbioru danych wejściowych.

Obliczenia zakłóceń realizuje się za pomocą podprogramu ET 700. Podprogram ten wywołany jest przy obliczeniach parametrów jakościowych przesyła (rys. 12). Analizuje się wszystkie przesyła znajdujące się w zbiorze danych wejściowych.

W pierwszej kolejności jest badany wpływ zakłóceń bliskich. W tym celu wyszukiwane są, za pomocą specjalnej procedury, przesyła łączące się z przesyłem badanym. Następnie porównuje



się częstotliwości przęsła wybranego oraz badanego i jeśli ich częstotliwości są takie same, to przęsło to traktowane jest jako zakłócające. Program wyznacza kolejno:

- azymuty przęsł badanego i zakłócającego;
- kąty pomiędzy przęsłami,
- tłumienie kierunkowego promieniowania anten nadawczej i odbiorczej w stosunku do maksymalnego promieniowania z uwzględnieniem ich polaryzacji,
- moc sygnału zakłócającego na wejściu odbiornika przęsła badanego.

W przypadku gdy moc sygnału zakłócającego jest większa od mocy odniesienia, podanej w parametrach sterujących, wyznaczany jest wpływ sygnału zakłócającego na parametry jakościowe przęsła badanego. Program oblicza zmianę zapasu mocy powodowaną sygnałem zakłócającym oraz procent czasu najgorszego mijającego przekroczenia współczynnika stopy błędów  $10^{-3}$ .

Jeżeli zmiana zapasu jest większa od przyjętej w parametrach sterujących, w wydrukach programu są podawane szczegółowe informacje o parametrach przęsła zakłócającego i jego oddziaływaniu na przęsło badane.

Po zbadaniu wszystkich przęsł z zakłóceniami bliskimi program wyznacza wypadkową moc zakłóceń i zmianę parametrów jakościowych przęsła badanego pod wpływem zakłóceń. Z kolei analizowane są tzw. zakłócenia dalekie, tj. pochodzące od przęsł nie łączących się z przęsłem badanym. Po wyszukaniu przęsła o tej samej częstotliwości co przęsło badane obliczana jest odległość pomiędzy stacją zakłócającą a zakłócaną. Jeśli odległość ta jest mniejsza od odległości odniesienia, określonej w parametrach sterujących danych wejściowych, to program oblicza:

- azymuty przęsł badanego, zakłócającego i toru przenikowego;
- kąty pomiędzy przęsłami badanym i zakłócającym oraz torem przenikowym;





- tłumienie kierunkowego promieniowania anten z uwzględnieniem ich polaryzacji;
- moc sygnału zakłócającego na wejściu odbiornika przęsła badanego.

Dalszy sposób postępowania jest identyczny jak w przypadku zakłóceń bliskich.

Moc sygnału zakłócającego wyznacza się przy założeniu propagacji sygnału w wolnej przestrzeni. Założenie to jest słuszne w przypadkach zakłóceń bliskich (wewnątrzwęzłowych), natomiast w przypadku zakłóceń dalekich konieczne jest dokonanie analizy torów przenikowych z uwzględnieniem rzeźby terenu i kulistości Ziemi w celu określenia tłumienności dodatkowej. W praktyce konieczność takiej analizy występuje dla nielicznych przypadków.

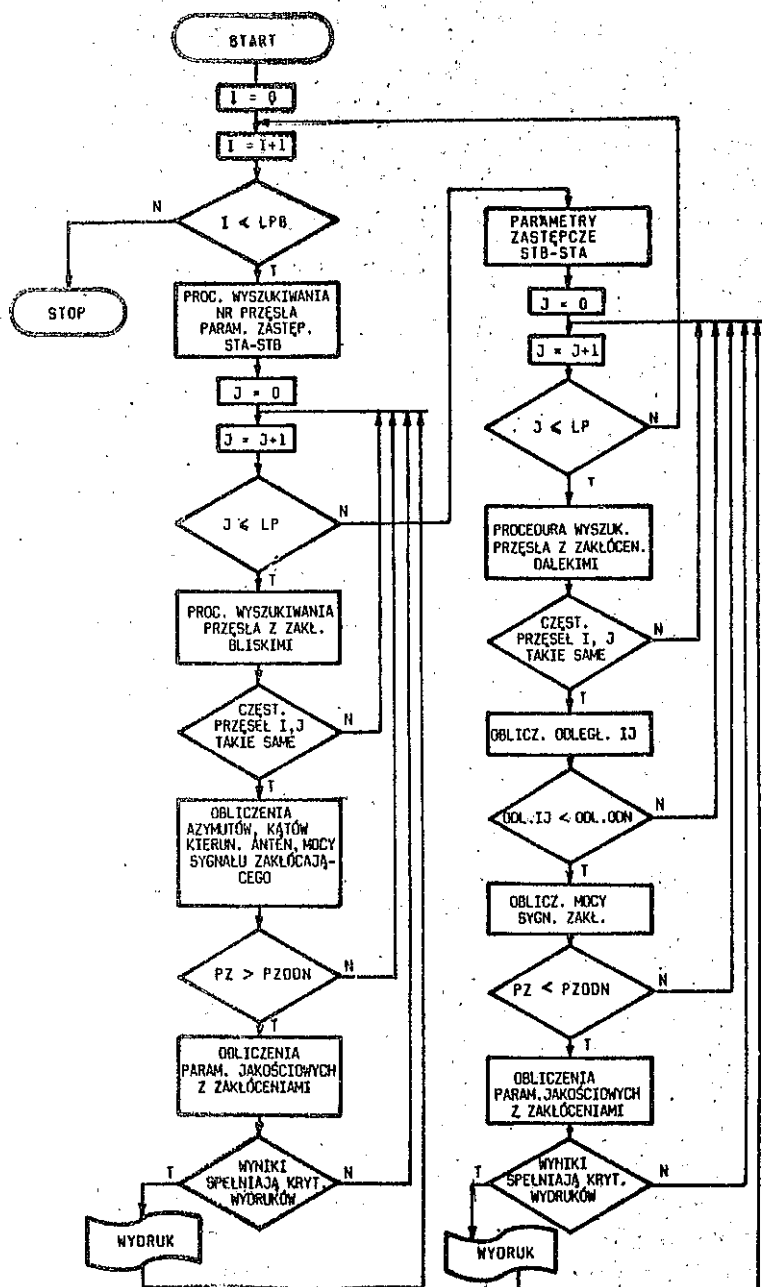
Wydruki programu JRC 895 (tabl. 3) zawierają:

- u góry z lewej strony: dane sterujące, charakteryzujące badaną sieć linii radiowych;
- tytuł tablicy, nazwę sieci badanej, kryteria obliczeń zakłóceń i ich drukowanie;
- dwa nagłówki: jeden odnoszący się do wydruków wyników obliczeń zakłóceń, drugi dotyczący wyników obliczeń parametrów jakościowych przęseł i relacji.

### 5.3. Program ZPC 895

Uproszczony algorytm programu ZPC 895 pokazano na rys. 13. Obliczenia są realizowane dla przęseł określonych w parametrach sterujących programu (jeżeli  $LRB < 0$ ) lub dla wszystkich przęseł, branych kolejno wg macierzy przęseł (gdy  $LRB > 0$ ).

Każde przęsło jest rozpatrywane dwukrotnie - najpierw dla kierunku transmisji od stacji A do B, następnie od B do A (w programie JRC 895 bierze się pod uwagę tylko jeden kierunek transmisji).



Rys. 13. Uproszczony algorytm programu ZIR 895

Jako przesło zakłócające jest uznawane przesło o tej samej częstotliwości co przesło badane, znajdujące się w odległości mniejszej od odległości odniesienia, określonej w parametrach sterujących programu (np. 350 km). Program wyznacza kolejno:

- odległość pomiędzy stacją nadawczą przesła zakłócającego a stacją odbiorczą przesła badanego,
- azymuty przesła badanego i zakłócającego,
- kąty pomiędzy przesłem badanym i zakłócającym oraz torem przenikowym,
- tłumienie kierunkowego promieniowania anten nadawczej i odbiorczej z uwzględnieniem ich polaryzacji,
- moc sygnału zakłócającego na wejściu odbiornika przesła badanego.

Jeżeli moc sygnału zakłócającego jest większa od mocy odniesienia, podanej w parametrach sterujących programu, określa się wpływ sygnału zakłócającego na parametry jakościowe przesła badanego.

Obliczenia są realizowane, podobnie jak w programie JRC 895, z podziałem na zakłócenia bliskie i zakłócenia dalekie. Przykład wydruku programu ZPC 895 podano w tabl. 4.

#### 5.4. Struktura danych wejściowych

Dane wejściowe do programów JRC 895 i ZPC 895 składają się z danych sterujących i danych opisujących badane sieci linii radiowych.

Dane sterujące określają:

- a) podstawowe parametry sieci linii radiowych: liczbę stacji, przesła i relacji oraz rodzaje systemów, anten, feederów;
- b) kryteria stosowane przy obliczeniach zakłóceń: maksymalną odległość stacji zakłócającej i zakłócanej, minimalną moc sygnału zakłócającego na wejściu odbiornika zakłócanego;
- c) kryteria wydruków zakłóceń: zmianę zapasu pod wpływem zakłóceń;



d) liczbę relacji lub przęseł badanych (w przypadku liczby ujemnej obliczenia są wykonywane dla wszystkich relacji lub przęseł);

e) numery relacji (przęseł) badanych.

Dane wejściowe są zawarte w 11 macierzach określających:

- M1 - lokalizacje stacji: zakodowane współrzędne geograficzne;
- M2 - parametry przęseł: numery stacji, długość przęsła, typy urządzeń, anten i feederów, wysokości zawieszenia anten, długości feederów, częstotliwości nośne, polaryzacje, plan częstotliwości, rodzaj terenu;
- M3 - parametry systemów: nazwa i przepustowość systemu, moc wyjściowa nadajnika, współczynnik szumów odbiornika, współczynnik systemu, pasmo odbiornika, próg odbioru, wielkości szumowe urządzeń;
- M4 - parametry anten: typ, średnica, zysk;
- M5, M6 - charakterystyki tłumienności kierunkowości anten dla przypadku stosowania w antenach przęseł zakłócanego i zakłócającego takich samych (M5) i różnych (M6) polaryzacji;
- M7 - współczynniki zapasu systemów FDM/FM na zakłócenia dla wszystkich kombinacji systemów pracujących w tych samych zakresach częstotliwości, dla przypadku stosowania w przęsłach zakłócanym i zakłócającym takich samych i różnych planów częstotliwości;
- M8 - charakterystykę zależności stosunku mocy sygnału do mocy szumów cieplnych na wejściu odbiornika przęsła badanego cyfrowej linii radiowej od stosunku mocy sygnału do mocy zakłóceń na wejściu tego odbiornika dla danej jakości transmisji;
- M9 - parametry feederów: typ, współczynniki niedopasowania, tłumienność jednostkowa;
- M10 - współczynniki do obliczeń szumów intermodulacyjnych w feederach;
- M11 - parametry relacji: nazwa stacji początkowej i stacji końcowej, liczba i numery przęseł.

Tablica 5

Struktura danych wejściowych do programów JRC 895  
i ZPC 895

151	32	3	5	3	1	3	2	20	350	-40.0	20	1.0	1990	PRL	2	A14C5
1																
18																
321	22	19	45	50	58	00	JAROSLAW									
322	22	34	00	50	44	55	LEZAJSK									
323	23	52	25	50	50	30	LUBACZOW									
331	21	30	25	51	52	00	SIENNO									
431	18	03	20	53	37	45	RADZYN CHELM									
440	16	43	00	50	13	00	WALBRZYCH									
4222	420	422	21.2	13	16	25	20	26	26	22	1	1.92	2.045	5	0	22 22 0.4 0.0
3221	321	322	31.9	45	45120	70	26	26	22	1	1.92	2.046	6	0	22 22 1.0 0.0	
3222	321	323	35.4	25	71100	90	26	26	22	1	1.92	2.045	5	0	22 22 1.0 0.0	
722	70	75	24.9	45	70	60100	26	26	22	1	1.94	2.066	6	0	22 22 1.0 0.0	
1351	135	136	18.5	50	50	60	80	26	26	22	1	1.94	2.065	5	0	22 22 1.0 0.0
21	2	19.2	30.0	2.0	-86.0	7.0	12.0	90.0	0.0			NL127				300
22	1	0.0	30.0	5.0	-88.0	4.5	5.4	0.0	0.0			CLR28				1*8
22	2.0	29.2	NER	2/2												
25	1.5	26.0	PZT	2/15												
26	3.0	32.0	PZT	2/30												
0	5	10	20	40	100	120	160	180								
22	0.0	21.0	23.0	23.0	33.0	43.0	54.0	54.0	54.0							
25	0.0	16.0	18.0	23.0	28.0	28.0	35.0	35.0	32.0							
26	0.0	18.0	20.0	25.0	31.0	31.0	40.0	40.0	38.0							
0	5	10	20	40	100	120	160	180								
22	25.0	25.0	27.0	32.0	40.0	56.0	59.0	59.0	59.0							
25	25.0	25.0	31.0	33.0	35.0	37.0	45.0	45.0	43.0							
26	25.0	25.0	35.0	36.0	37.0	39.0	48.0	48.0	46.0							
21	21	23.8	0.0													
21	22	23.0	0.0													
10	12	15	20	25	30	70										
22	23.0	20.0	15.0	14.0	13.5	13.2	13.1	13.0								
1	1.15	1.15	0.058	HF	7/8											
22	1.15	1.15	0.058	CU	2Y											
5	20	30	50	70	150											
21	50	29	25	22	21	20										
LEZAJSK	JAROSLAW	16	322	1	3221											
JAROSLAW	LUBACZOW	17	321	1	3222											
LEZAJSK	LUBACZOW	18	322	2	3221	3222										
CZESTOCHOWA	WOZNIKI	19	70	1	722											

Macierze M7, M8 i M10 są wykorzystywane do obliczeń analogowych linii radiowych.

Przykłady fragmentów danych wejściowych dla sieci polskiej podano w tabl. 5.

## WYKAZ LITERATURY

1. Gęborys L.: Obliczenie wpływu zaników przy projektowaniu linii radiowych o bezpośredniej widoczności. Informator Projektanta łączności, nr 1-2, 1982.
2. Gęborys L.: Zakłócenia interferencyjne w sieci linii radiowych. Metoda obliczeń. Prace Instytutu łączności, nr 83, 1978.
3. Microwave Communication - System design and New Equipment Shigeru Yonezawa, Ed. Mamzen Company Ltd. Tokyo, 1973.
4. Recommendations and Reports of the CCIR. 1986 Vol. V - Propagation in non-ionized media. Geneva, 1986.
5. Recommendations and Reports of the CCIR. 1986, Vol. IX - - part 1. Fixed service using radiorelay systems. Geneva, 1986.

Люциян Гемборыс

Эдвард Думаня

**МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЦИФРОВЫХ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ ЛИНИЙ  
С МАЛОЙ И СРЕДНЕЙ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТЬЮ**

**Р е з ю м е**

Представляется разработанную в Институте Связи методику проектирования цифровых радиорелейных линий с малой и средней пропускной способностью и компьютерное опrogramмирование для расчета качественных параметров участков и магистралей с учетом совместноканальных помех от других радиорелейных линий.

Lucjan Gęborys  
Edward Dumania

## DESIGN METHODOLOGY OF THE DIGITAL RADIO LINKS OF THE LOW AND MEDIUM BIT RATES

### Summary

In the paper the design methodology, worked out in the Telecommunication Institute, of the digital radio links of the low and medium bit rates and the computer programs for the calculations of the span quality parameters and relations, taking into account the co-channel interferences from radio links, were presented.

Lucjan Gęborys  
Edward Dumania

## LA METHODE D'ELABORATION DU PROJET DES NUMERIQUES LIAISONS HERTZIENNES A FAIBLE ET MOYEN DEBIT

### Résumé

L'article présente une méthode d'élaboration du projet des numériques liaisons hertziennes a faible et moyen débit ainsi que le logiciels d'ordinateur utilisé pour le calcul des caractéristiques de la qualité des bonds et relations avec l'influence des distorsions dues aux trajets multiples sur la liaisons.



Lucjan Gęborys

Edward Dumania

## PROJEKTIERUNGSMETHODE DER RICHTFUNKVERBINDUNGEN MIT KLEINER UND MITTLERER KAPAZITÄT

### Zusammenfassung

In dem Artikel wurden die im Fernmeldeinstitut ausgearbeitete Projektierungsmethode der digitalen Richtfunkverbindungen mit kleiner und mittlerer Kapazität und die Computerprogramme für Berechnung der Qualitätsparameter der Abschnitte und Relationen mit Berücksichtigung der Gleichkanalstörungen von Richtfunkverbindungen dargestellt.

Arnold Kawecki

621.396.946:621.391.812.091

## THE EVALUATION OF EARTH-SPACE PATH ATTENUATION PREDICTIONS IN POLAND <sup>\*)</sup>

Manuscript received 1991.01.15.

In the years 1987-90 at the Institute of Telecommunication (Warsaw-Miedzeszyn) the propagation research work was carried out on the satellite radio link, receiving a signal of 11,5 GHz from the satellite ŁUCZ 1. At the same time the precipitation intensity measurements under the satellite path were performed. The wave attenuation distributions were obtained for an average year and for an average worst month. The attenuations caused by rain were separated as they chiefly determine the accessibility to the satellite link at this frequency. The annual and the worst month distributions were calculated for the case of the attenuation caused by rain. The tests of the prognostic models application were carried out for the forecasting the attenuation distribution caused by rain on the base of known intensity distribution. The Stutzman-Dishman model, adapted to the climate of the Central Poland, and the CCIR model appeared to be the best.

### 1. INTRODUCTION

In the Institute of Telecommunications near Warszawa a complex for e-m wave propagation research has been developed. This complex comprises the Earth-space 11,5 GHz path and two terrestrial line-of-sight paths of 15,4 km length operating at frequencies 18,6 and 11,5 GHz. These both paths are situated

---

<sup>\*)</sup> Similar text was presented during the International Symposium "Satellite telecommunications: reality and prospects". Odessa, 1990.

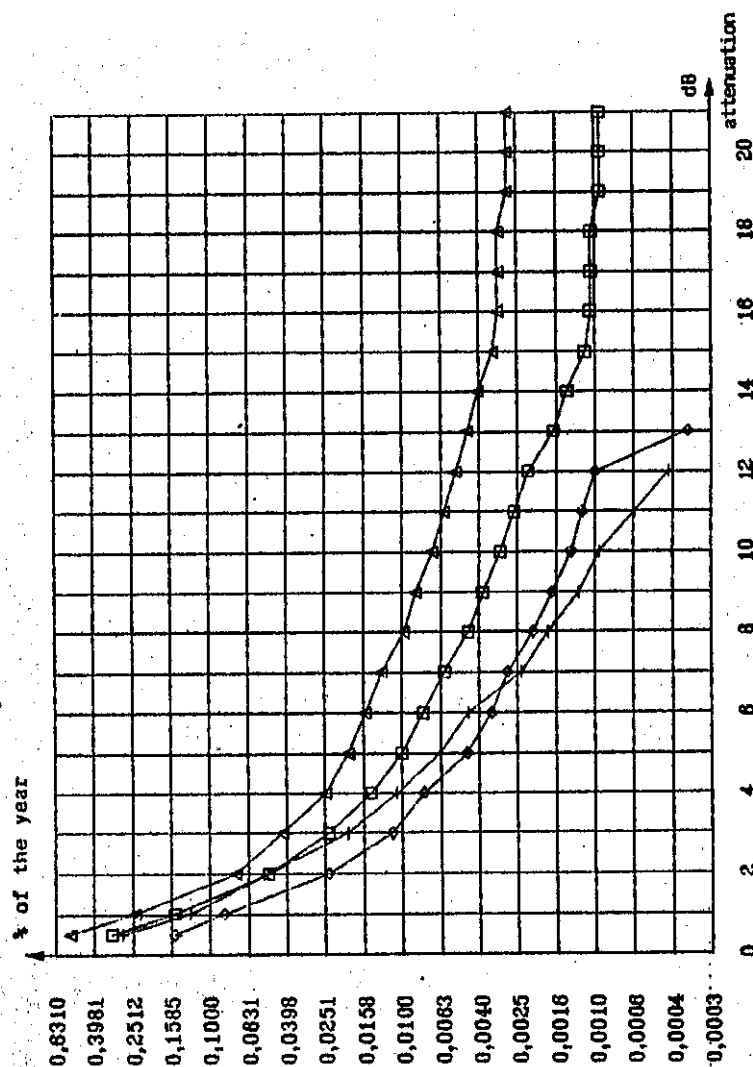


Fig. 1. The annual wave attenuation due to rain distributions in the years 1987-89 and average distribution  
Period:  $\square$  - 1987-89;  $+$  - 1987;  $\diamond$  - 1988;  $\Delta$  - 1989

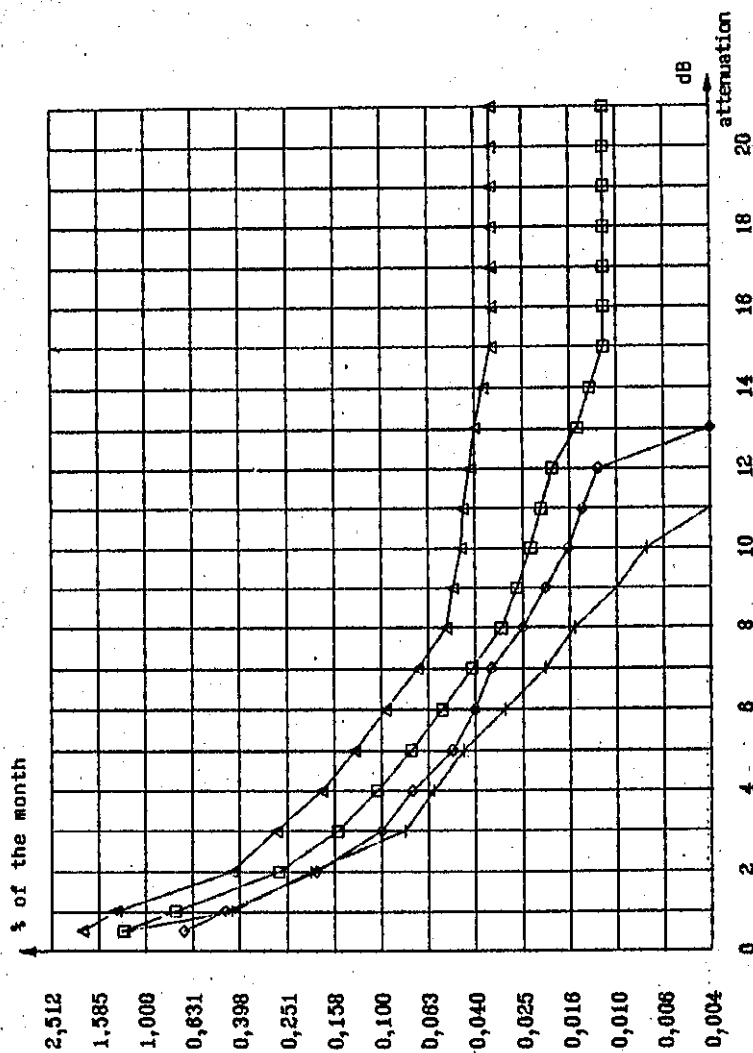


Fig. 2. The worst-month wave attenuation due to rain distributions in the years 1987-89 and average distribution

Period:  $\square$  - 1987-89;  $+$  - 1987;  $\diamond$  - 1988;  $\Delta$  - 1989

under the Earth-space path. Along the terrestrial line-of-sight paths 5 tipping-bucket rain rate sensors with quartz-clocks and magnetic memory are installed. This complex was built in frames of Interkosmos program. Actually the third, 37 GHz terrestrial line-of-sight path has been installed and is the subject of preliminary tests.

In case of Earth-space path the signal 11,5 GHz with horizontal polarisation from the satellite Loutch transponder was received. The elevation angle of the receiving antenna in Warszawa  $\epsilon = 23^\circ$ . The attenuation characteristics of Earth-space path in the period of 3 years from the year 1987 to 1989 have been determined. The attenuation due to rain distributions and average distribution are shown in fig. 1. The worst-month distributions and average worst-month distribution are shown in fig. 2.

## 2. THE PREDICTION TESTS

The tests of attenuation due to rain prediction formulas have been made. The models of Stutzman-Dishman (S-D) [9], Svjatogor (Sv) [10], Misme-Waldteufel (M-W) [4, 7], Crane (Cr) [2] and given in CCIR Report [1, 3] have been used. The specific attenuation reduction dependent on height which had been introduced in Stutzman-Dishman and Crane's formulas has diminished the discrepancy between predicted and empirical distributions. Such reduction is used in Misme-Waldteufel model. In fact the exact determination of that dependance was based on the results of Vraný's work [11].

The height  $H_0$  of  $0^\circ\text{C}$  isotherm, necessary as input parameter to M-W and S-D models was assumed as 3,2 km i.e. the average value in the most rainy months: June, July and August [8]. In S-D model the  $\gamma$  parameter, controlling the rain rate decay with distance, was assumed equal to 1/22, according to authors suggestion.

The regression coefficients  $\alpha$ ,  $\beta$  perform the known relation between attenuation  $A$  in dB and rain rate  $R$  in mm/h:

$$A = \alpha R^{\beta} L_{ef}(R, \epsilon, H_0)$$

where  $L_{ef}(R, \epsilon, H_0)$  - the effective length of the path in km, were calculated using Maggiori's tables [6]. The values obtained at the frequency 11,5 GHz, horizontal polarisation and temperature 20°C are  $\alpha = 0,0168$ ,  $\beta = 1,232$ .

The predicted attenuation distributions together with empirical average annual distribution (lower curve) and average worst-month distribution (upper curve) are shown in fig. 3.

Comparison of the predicted distributions with empirical distribution at selected percentages of the year shows that in our case model given in CCIR Report is not adequate for predictions.

In the case of average annual distribution let us denote:  $\Delta_1$  - the relative deviation at percentage  $p = 0,1\%$  and  $\Delta_2$  - at  $p = 0,0016\%$ .

The condition

$\Delta_1 \leq 26\%$  is fulfilled by M-W and S-D models

and

$\Delta_2 \leq 10,6\%$  is fulfilled by M-W, S-D and Sv models.

For the best M-W model correspondent relative deviations occurred to be 22% and 0%.

In the case of average worst-month distribution only S-D, M-W and Sv models have been tested. The best is M-W model for which the relative deviations at  $p = 0,3\%$  and  $p = 0,016\%$  occurred to be 36% and 5,5%.

In fact more credible conclusion would be possible if current year (1990) data were included into average annual and worst-month distributions. The cumulation of annual distribution representative for Warszawa region. In the summer 1989 during the frontal storms three or more very intense rain cells appeared in the same time along the Earth-space path (the rain rate sensors registered maximal rates: local sensor - 200 mm/h, 6 km distant sensor - 170 mm/h and 9 km distant sensor - 100 mm/h). The resulting attenuation exceeded

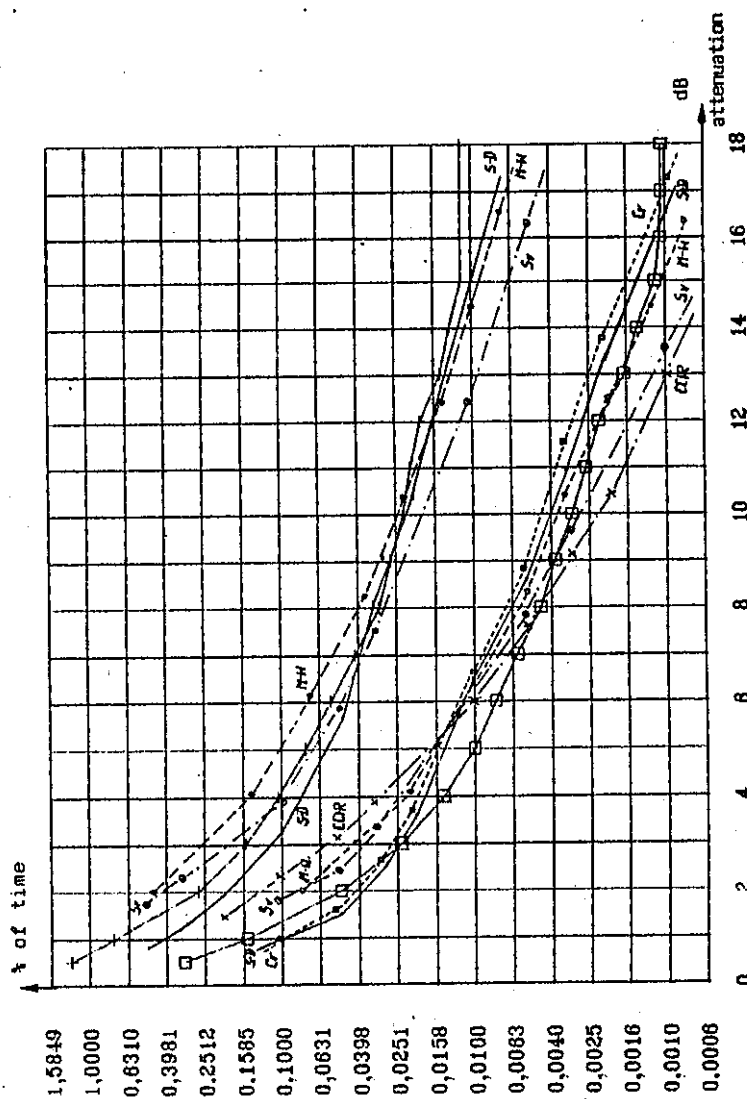


Fig. 3. Empirical attenuation due to rain distributions and predicted distributions

Type: □ - annual; + - worst month

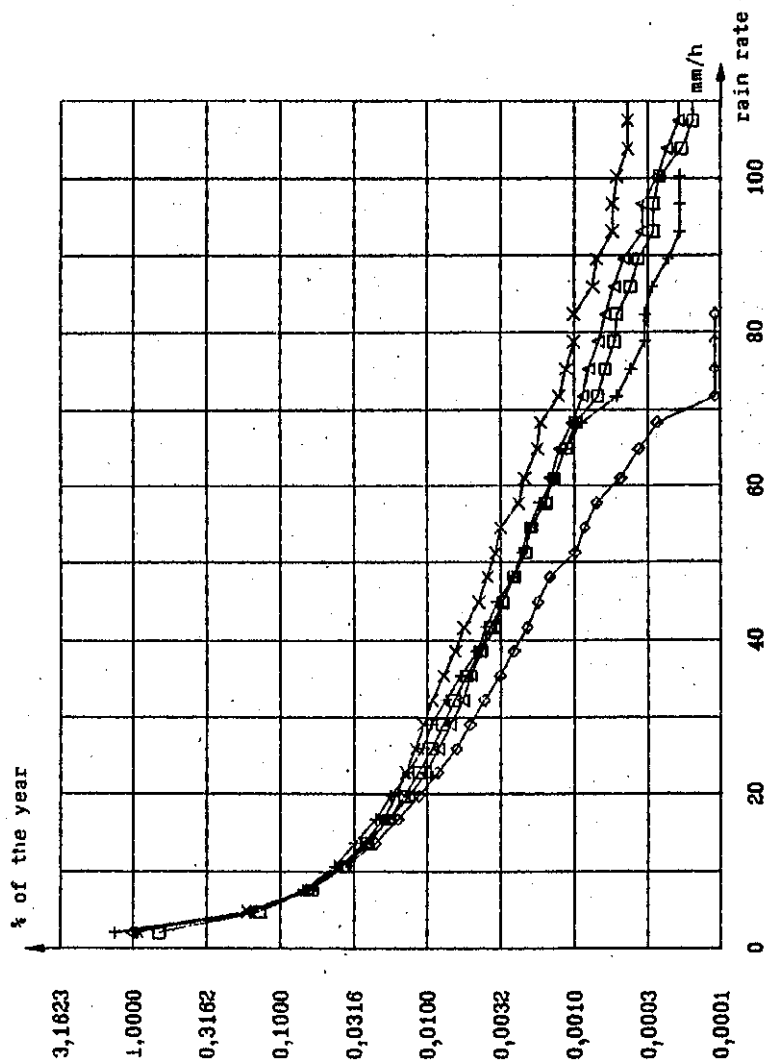


Fig. 4. Rain rate annual distributions in the years 1986-89 and average distribution

Period:  $\square$  - 1986-89; + - 1986;  $\diamond$  - 1987;  $\Delta$  - 1988; x - 1989



21 dB during 15 minutes. The estimated maximal attenuation resulted in 36 dB. This event has changed significantly the cumulated 3-years average distributions. Therefore the period of attenuation measurements shall be prolonged to get the average distributions more convergent with limit distributions. The problem what is the length of the period necessary to obtain satisfyingly stable cumulative distribution is discussed in [5].

The predictions of attenuation along Earth-space path are based on regional long-term 1-minute average rain-rate distribution. This cumulative distribution can be considered as satisfyingly stable because it is based on the statistically independent data collected in the period of 4 years from 5 rain-rate sensors. The annual rain-rate distribution for the path-area (considered as regional) was made by averaging the annual distributions obtained in 5 measuring points. The regional (path-area) annual distributions and average annual distribution are shown in fig. 4.

### 3. CONCLUSIONS

The obtained results of attenuation prediction models evaluation have only preliminary significance because of yet unstable cumulative (3-years) attenuation distribution. The extreme event influence on cumulative distribution will decay slowly with prolonged time of data collection. After two or more years the evaluation will give more credible choice of models. Although the obtained results are very encouraging.

### REFERENCES

1. CCIR: Rep. 338-5. Propagation data required for line-of-sight radio-relay systems. Vol. 5, Dubrovnik, 1986.
2. Crane R.K.: Prediction of attenuation by rain. IEEE Trans. Com. 28-9, No 9, 1980.

3. Fedi F.: Normalisation procedures and prediction techniques for rain attenuation on terrestrial and Earth-space radio links. IEE Conf. Proc., No 195. IEE Second Conf. on Antennas and Prop., Heslington, York, UK.
4. Fiser O.: Algoritmus k vypoctu rozdeleni utlumu destem pozemniho mikrovlnneho spoje. Slaboproudý Obzor, 45, No 2, 1984.
5. Kaweckí A.: Extremal attenuation in the Earth-space path and unstability of the cumulative attenuation distribution (in russian). International symposium in Odessa, 1990.
6. Maggiori D.: Computed transmission through rain in the 1-400 GHz range for spherical and elliptical drops and any polarisation. Alta Freq., No 5, 1981.
7. Misme P., Waldteufel P.: Afaiblissements calculés pour liaisons Terre-satellite en France. Ann. Telecom., vol. 37, No 7-8, 1982.
8. Parczewski W.: Thermal structure of the troposphere over the Warszawa region (in polish). Wiad. Służby Hydro-Meteorologicznej, nr 52, 1962.
9. Stutzman W.L., Dishman W.K.: A simple model for estimation of rain induced attenuation along Earth-space paths at millimeter wave-lengths. Radio Sc., vol. 17, No 6, 1982.
10. Svjatogor W.W.: On the wave attenuation prediction in the Earth-space paths (in russian). Thema 1 Interkosmos Symposium, Dresden, 1985.
11. Vrány J.: The attenuation due to rain distribution in microwave Earth-space paths, dipl.diss. (in tchech). Polytechnic of Praha, 1987.

Arnold Kawecki

## OCENA PRZEWIDYWANIA TŁUMIENIA FALI W LINII SATELITARNEJ W POLSCE

### Streszczenie

W latach 1987-90 w Instytucie łączności (Warszawa-Miedzeszyn) były prowadzone badania propagacyjne na linii satelitarnej, odbierającej sygnał o częstotliwości 11,5 GHz z satelity Łucz 1. Jednocześnie wykonano pomiary intensywności opadu pod trasą satelitarną. Uzyskano rozkłady tłumienia fali dla przeciętnego roku oraz dla przeciętnego, najgorszego miesiąca. Wydzielono tłumienia wywołane przez deszcz, gdyż one głównie decydują o dostępności linii satelitarnej na tej częstotliwości. Obliczono rozkłady roczne i dla najgorszego miesiąca w przypadku tłumień wywołanych przez deszcz. Przeprowadzono próby zastosowania modeli prognostycznych do przewidywania rozkładu tłumień wywołanych przez deszcz, na podstawie znanego rozkładu intensywności opadu. Najlepszym okazał się model Stutzmana-Dishmana, adaptowany do klimatu Polski środkowej oraz model CCIR.

Арнольд Кавецки

## ОЦЕНКА ПРОГНОЗА ОСЛАБЛЕНИЯ РАДИОВОЛН В СПУТНИКОВОЙ ЛИНИИ В ПОЛЬШЕ

### Резюме

В Институте Связи в период 1987-90 проводились исследования распространения радиоволн в спутниковой линии. Исследуемый сигнал на частоте 11.5 ГГц передавался спутником Луч 1. Одновременно проводились измерения интенсивности дождя под спутниковой линией. Получено среднее годовое распределение ос-

лабления волн и для среднего наилучшего месяца. Для ослаблений вызванных дождем были рассчитаны отдельные распределения, так как на частоте 11.5 ГГц этого рода ослабления прежде всего влияют на надежность работы линии связи. Были проведены исследования применения прогностических моделей для определения распределения ослабления волны в спутниковой линии на основании известного распределения интенсивности дождя. Наиболее точными оказались модели Стутзмана-Дишмана /адаптированные для климата центральной Польши/ и МККР.

Arnold Kawecki

#### EVALUATION DE LA PRÉVISION DE L'AFFAIBLISSEMENT DE L'ONDE SUR DES LIAISONS PAR SATELLITE

##### Résumé

Au cours des années 1987-1990 à l'Institut de Télécommunications (Warszawa-Miedzeszyn) les essais de la propagation étaient menées sur la liaison par la satellite recevant le signal de fréquence de 11,5 GHz du satellite Łucz. En même temps on a fait les mesures de l'intensité de la pluie au dessous de ce trajet spatial. On a obtenu la répartition de l'affaiblissement onde pour une année moyenne et pour un mois moyen le pire. On a séparé l'affaiblissement dus à la pluie par ce qu'il décide en général sur l'accessibilité de la liaison par satellite avec cette fréquence. On a calculé la répartition annuelle et pour le mois le pire pour le cas des affaiblissements dus à la pluie. On a effectuée l'application expérimentale des modèles de prévision pour faire le pronostic des répartition de l'affaiblissements dus à la pluie; d'après une répartition connue de l'intensité de la pluie. On a trouvé que le modèle de Stutzman-Dishman adapté au climat de la Pologne centrale était le meilleur ainsi que celui de CCIR.

Arnold Kawecki

## SCHÄTZUNG DER PROGNOSE DER WELLENDÄMPFUNG IN DER SATELLITENLINIE IM POLEN

### Zusammenfassung

In Jahren 1987-90 im Institut für Fernmeldewesen (Warszawa-Miedzeszyn) wurden auf Satellitenlinie die Ausbreitungs-messungen des Vom Satellite tucz empfangenen Signals 11,5 GHz durchgeführt. Es wurden die Wellendämpfungsverteilungen für durchschnittliches Jahr und durchschnittlichen schlechtesten Monat erhalten. Es wurden die durch Regen bewirkten Dämpfungen ausgeteilt, weil diese über Zugänglichkeit der Satellitenlinie bei dieser Frequenz hauptsächlich entscheiden. Es wurde die Verteilungen für die durch Regen bewirkten Dämpfungen berechnet. Es wurden die Anwendungsversuche der prognostischen Modelle zur Prognose der durch Regen bewirkten Dämpfungsverteilungen auf Grund der bekannten Intensitätsverteilungen des Regens durchgeführt. Das beste zeigte sich zum mittelpolnischen Klima angepasstes Stutzman-Dishman-Modell und CCIR-Modell.

Arnold Kaweck1

621.396.946:621.391.812.091

**EKSTREMALNE TŁUMIENIE FALI W LINII SATELITARNEJ  
A STABILIZACJA KUMULATYWNEGO ROZKŁADU TŁUMIENIA \*)**

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dn. 1991.02.04.

W publikacji omówiono problem wiarygodności statystycznych charakterystyk propagacji fali w liniach radiowych, a także charakterystyk deszczu w zależności od liczby zarejestrowanych zdarzeń. Wiąże się to z długością okresu prowadzenia ciągłych pomiarów. Wzrost wiarygodności uzyskuje się kosztem dodatkowego czasu i kosztem dodatkowych nakładów finansowych na badania. Proponuje się określenie stopnia stabilności kumulacyjnego rozkładu mierzonego parametru i w zależności od wymagań na tę stabilność dobierać czas trwania pomiarów.

**1. WPROWADZENIE**

Wybór parametrów technicznych urządzeń nadawczo-odbiorczych linii radiowej jest w pewnym stopniu uzależniony od zjawisk atmosferycznych, w szczególności gdy linia ma pracować na częstotliwości powyżej 10 GHz. Na przykład w linii satelitarnej, pracującej na częstotliwości 11,5 GHz intensywne deszcze lub burze śniegowe mogą spowodować stłumienie sygnału o kilkanaście dB w ciągu dziesięciu i więcej minut, przekraczając w ten sposób margines na tłumienie. Jednocześnie w sygnale pojawia się składowa ortogonalna, która może zakłócać inne linie radiowe. Znając prawdopodobieństwo występowania takich warunków propagacji fali, można przewidzieć niezbędne środki techniczne, zapewniające wymaganą niezawodność pracy linii radiowej.

\*) Tekst ten był referowany na Międzynarodowym Sympozjum "Łączność satelitarna: rzeczywistość i perspektywy". Odessa, październik 1990.

W lipcu 1989 roku na doświadczalnej trasie satelitarnej Instytutu Łączności w Miedzeszynie pracującej na częstotliwości 11,5 GHz wystąpiło tłumienie  $A > 21$  dB trwające 15 minut, spowodowane jednoczesnym pojawieniem się na trasie kilku intensywnych kolumn opadowych [2]. Działo się to w trakcie przemieszczania się frontu atmosferycznego z gwałtownymi burzami. To ekstremalne zjawisko znacznie wpłynęło na 3-letni rozkład kumulatywny tłumienia fali. Pamięć o ekstremalnym wydarzeniu zachowuje się w rozkładzie przez wiele lat. Kumulacja, w miarę upływu czasu, nowych danych, zbliżonych do przeciętnych powoduje zanik zmiany rozkładu, wywołanej ekstremalnym wydarzeniem. Warto przy tym zauważyć, że to samo ekstremalne zjawisko w różnym stopniu zmienia rozkład kumulatywny w zależności od tego, czy rozkład ten był oparty na nielicznym, czy na licznych zbiorze danych.

Występowanie opadów atmosferycznych w wybranym punkcie Ziemi ma charakter przypadkowy, aczkolwiek również jest ono podyktowane przez czynniki deterministyczne jak obrót Ziemi dookoła swej osi oraz dookoła Słońca. Mała liczba silnych ulew, przemieszczających się w ciągu ciepłej pory roku nad punktem pomiarowym (1-2 ulewy), i zaledwie kilka średnich narzuca konieczność rejestracji intensywności deszczu w okresie co najmniej kilkunastu lat, jeśli oczekuje się uzyskania w miarę wiarygodnego rozkładu w zakresie wysokich intensywności.

Jednak szybko rozwijająca się dziedzina telekomunikacji, która wkracza w coraz to wyższe pasma częstotliwości, nagłać potrzeby gospodarki i ograniczenia finansowe nie pozwalają na długotrwałe badania warunków propagacji w wybranym regionie. Powstaje więc problem określenia racjonalnej długości okresu pomiarowego, podczas którego uda się uzyskać zadowalająco wiarygodne charakterystyki badanego parametru propagacyjnego.

Zazwyczaj dąży się do tego, aby rozkład empiryczny mierzonego parametru, uzyskany w skończonym czasie, był możliwie bliski rozkładowi granicznego. I tak dla tłumienia sygnału  $A(t)$  zmiennego w czasie  $t$  graniczny procent czasu, w którym tłumienie przekracza próg  $A_0$ , wyraża funkcja:

$$P[A(t) > A_0] = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T u(y) dt,$$

gdzie  $y = A(t) - A_0$ , przy czym jeśli  $y > 0$ , to  $u(y) = 1$ , zaś gdy  $y \leq 0$ , to  $u(y) = 0$ .

Wiadomo, że dysponując dużą liczbą danych pomiarowych można oszacować przedział ufności, w obrębie którego funkcja graniczna znajduje się z dużym prawdopodobieństwem. Wystarczy opracować odpowiedni algorytm, następnie program komputerowy i wykorzystać wszystkie zgromadzone w ciągu lat dane pomiarowe zgromadzone w pamięci komputera.

W tej pracy proponuje się inne, prostsze podejście do oceny czasu trwania pomiarów. Wykorzystuje ono stale dostępne, aktualne wyniki badań w postaci rocznych rozkładów mierzonej wielkości. Dotyczy to rozkładu kumulatywnego tej wielkości, który w miarę upływu lat jest uzupełniany nowymi danymi, co prowadzi do jego stopniowej stabilizacji. Określony stopień stabilizacji tego rozkładu może być wskaźnikiem wspomagającym podjęcie decyzji zakończenia pomiarów. Sposób ten nie pozwala na ocenę odchyłki uzyskanej charakterystyki od funkcji granicznej. Przedział ufności również określa tę odchyłkę z określoną dozą niepewności.

## 2. OKRES STABILIZACJI KUMULATYWNEGO ROZKŁADU TŁUMIENIA FALI

Weźmy pod uwagę roczny rozkład tłumienia fali w linii satelitarnej  $P_n(A > A_1)$  w  $n$ -tym roku pomiarów i wybierzmy próg  $A_1$ , który jest przekraczany w czasie  $P_n\%$  roku. Z kolei określmy średni procent czasu przekroczenia tego progu w okresie  $N$  lat, zakładając, że liczba danych pomiarowych w każdym roku jest taka sama.

Wobec tego:

$$\bar{P}_N = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N P_n, \quad \begin{matrix} n=1, 2, \dots, N; \\ i=\text{const.} \end{matrix} \quad (1)$$



Tę zależność można przekształcić następująco:

$$\bar{P}_N = \frac{1}{N} \left( \sum_{n=1}^{N-1} P_n + P_N \right) = \frac{N-1}{N} \bar{P}_{N-1} + \frac{1}{N} P_N.$$

Dzieliąc stronami przez  $\bar{P}_N$  otrzymamy:

$$1 = \frac{N-1}{N} \left( \frac{\bar{P}_{N-1}}{\bar{P}_N} \right) + \frac{1}{N} \left( \frac{P_N}{\bar{P}_N} \right). \quad (2)$$

Iloraz wartości średnich procentów przekroczenia progu  $A_1$  w kolejnych latach (w  $N-1$  roku i  $N$ -tym), gdy w  $N$ -tym roku próg ten został przekroczony w  $P_N$  procentach, można nazwać wskaźnikiem stabilności  $N$ -letniego, kumulatywnego rozkładu (pierwszy nawias równania 2). Z kolei iloraz  $P_N/\bar{P}_N$  można nazwać wskaźnikiem odchylenia procentu czasu przekroczenia progu  $A_1$  w  $N$ -tym roku od średniego procentu  $\bar{P}_N$  (drugi nawias równania 2).

Oznaczmy iloraz w nawiasie pierwszym literą  $S$ , a w drugim - literą  $D$ . Wtedy:

$$1 = \frac{N-1}{N} S + \frac{1}{N} D, \quad N \geq 2.$$

W równaniu tym jeśli  $D > 1$ , to  $S < 1$  i odwrotnie.

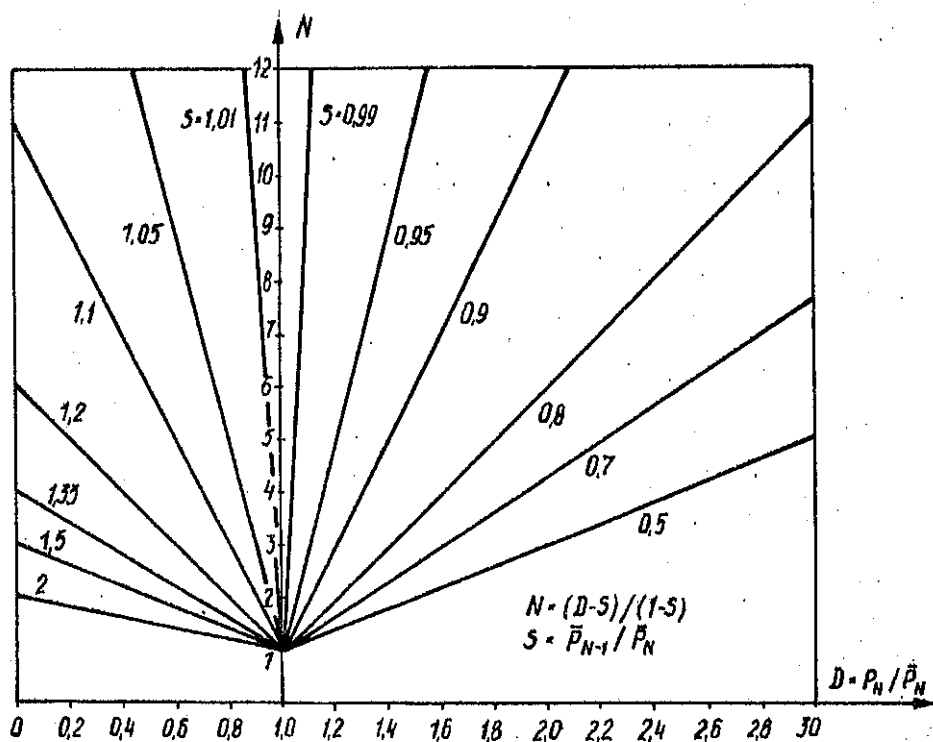
Stabilność  $N$ -letniego rozkładu należy sprawdzić, przyjmując wartość  $D$  znacznie różniącą się od  $D = 1$ , ale opartą na doświadczeniu zdobytym w poprzednich latach badań i obliczyć wartość  $S$ , która powinna nieznacznie różnić się od  $S = 1$ . W praktyce, po  $(N-1)$ -letnim kumulowaniu danych pomiarowych powstaje pytanie, czy rozkład  $N$ -letni w punkcie  $A_1$  zmieni się w zadowalająco małym procencie, gdy rozkład w  $N$ -tym roku będzie w tym punkcie znacznie odchylony od średniej wartości po  $N$  latach pomiarów? Z doświadczenia wiadomo, że przy wysokich progach  $A_1$  (np. dla  $P = 0,001\%$  roku)  $D$  może zawierać się w granicach od 0 do 3. Stabilność rozkładu wieloletniego można uznać za wystarczającą w zależności od specyficznych wymagań, gdy  $S$  zawiera się w przedziale  $(1-\Delta) < S < (1+\Delta)$ , przy czym  $\Delta$  może przyjmować wartości w przedziale  $(0,05; 0,2)$ . Jeśli z góry ustalić wymaganą stabilność  $S$  kumulatywnego rozkładu

i przyjmując najbardziej skrajną wartość  $D$  znaną z historii pomiarów, to można obliczyć niezbędną liczbę lat  $N$  pomiarów, aby uzyskać wymaganą stabilność, posługując się wzorem:

$$N = \frac{D-S}{1-S}, \quad (3)$$

przy czym jeśli  $D > 1$ , to  $S < 1$  i odwrotnie. Przypadek  $D = 1$  nie ma sensu, gdyż wskazuje on, że zmienność nie występuje i wystarczy jeden rok pomiarów. Oczywiście  $\lim_{S \rightarrow 1} N = \infty$ .

Posługiwanie się wzorem (3) ułatwia rys. 1, na którym są wykreślone funkcje  $N(D)$  przy  $S = 0,5; 0,7; 0,9; 0,95; 0,99; 1; 1,05; 1,1; 1,2; 1,33; 1,5$  i  $S = 2$ .

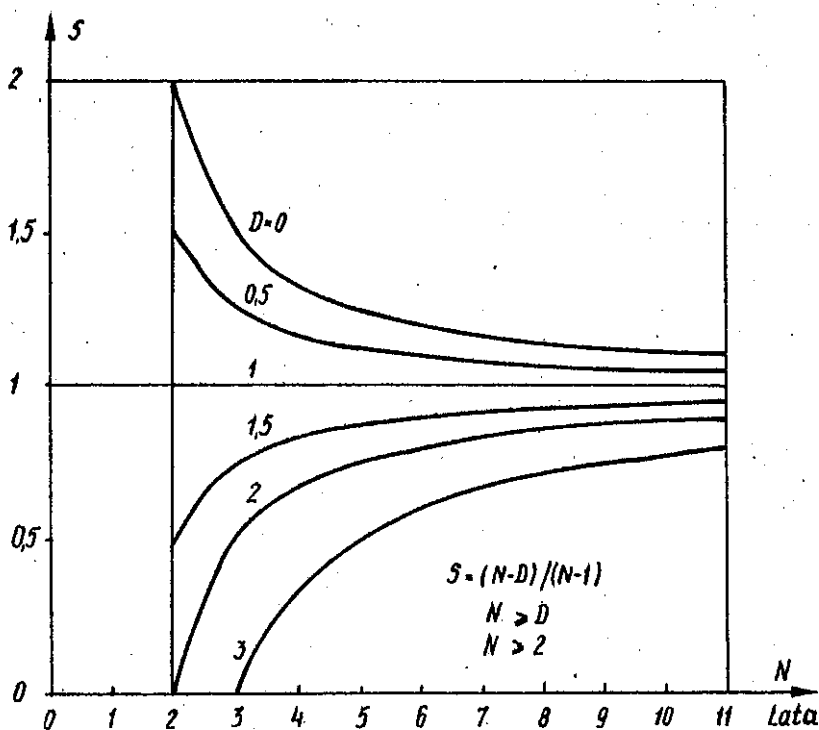


Rys. 1. Wykres zależności  $N(D)$  przy wybranych wartościach  $S$

Z kolei warto rozważyć, jak szybko stabilizuje się rozkład kumulatywny, gdy dopełnia się go rozkładami z kolejnych sezonów pomiarowych? Wskaźnik  $S$  wyraża się w postaci:

$$S = \frac{N-D}{N-1}, \quad N \geq 2.$$

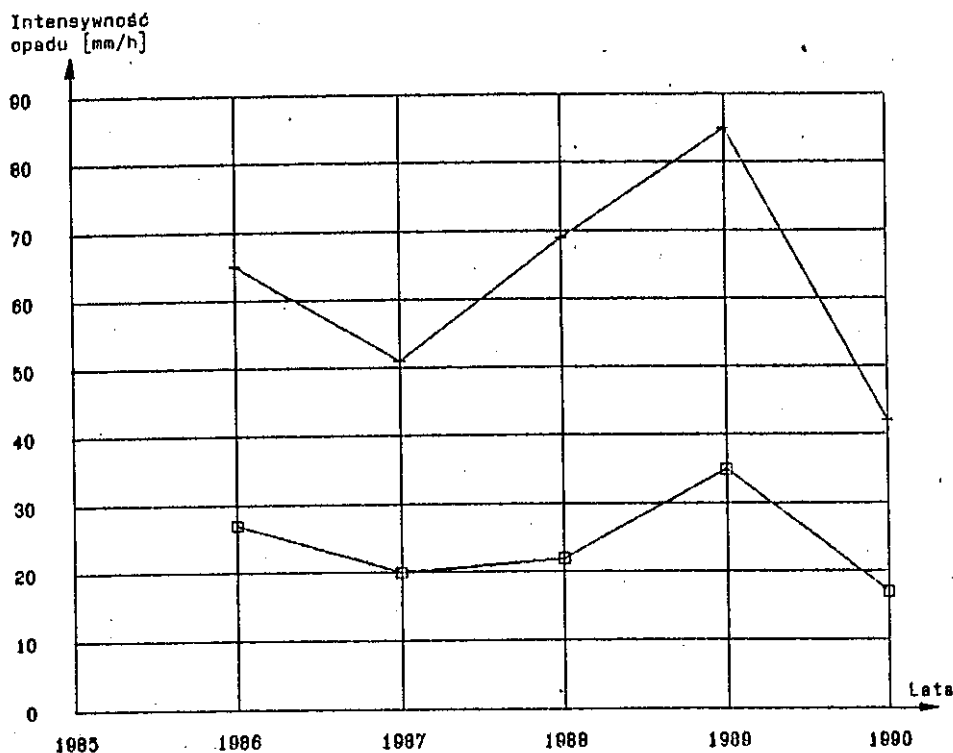
Wykres  $S(N)$  przy  $D = 0; 0,5; 1; 1,5; 2$  i  $D = 3$  przedstawia rys. 2. Widać z niego, że rozkład kumulatywny stabilizuje się już wyraźnie po zgromadzeniu danych z 10-letniego okresu pomiarowego.



Rys. 2. Wykres  $S(N)$  przy wybranych wartościach  $D$

Zadowolająca stabilność nie informuje jednak, jak dalece otrzymany rozkład jest zbliżony z rozkładem granicznym. Mając na uwadze zmienność mierzonego parametru od roku do roku, wywołaną zmianami cyrkulacji atmosfery, należy dążyć do tego,

aby w okresie pomiarowym wystąpiły w równej proporcji lata z wysokimi jak i z niskimi wartościami mierzonego parametru. Zapewni to najlepsze zbliżenie otrzymanego rozkładu kumulatywnego do rozkładu granicznego. Przykład wysokiej zmienności od roku do roku kwantyli 0,01% i 0,001% rozkładów rocznych intensywności opadu w regionie Warszawy w latach 1986-90 przedstawia rys. 3.



Rys. 3. Przebieg kwantyli 0,01% i 0,001% rozkładu intensywności opadu w latach 1986-90

□ - 0,01%; + - 0,001%

Trzeba także zauważyć, że w przypadku gdy w kolejnych latach  $N+1$ ,  $N+2$ , ... wystąpią kolejno silne tłumienia, to funkcja rozkładu będzie przemieszczać się konsekwentnie w tę samą stronę, ale przesunięcia będą ograniczone odpowiednio do war-

tości wskaźnika stabilności  $S$ . Sposób ten daje tym lepszą ocenę stabilności rozkładu, im dłużej prowadzi się pomiary, bowiem wtedy wzrasta szansa zarejestrowania ekstremalnych odchyleń mierzonej wielkości.

### 3. RÓWNOCZESNE POMIARY ZJAWISKA W KILKU PUNKTACH

Potrzeba skrócenia okresu pomiarów zmusza do zwiększenia intensywności akcji pomiarowej. Jeśli jest to możliwe, to należy wtedy prowadzić pomiary zjawiska jednocześnie w kilku punktach za pomocą identycznych urządzeń pomiarowych rozstawionych w takich odległościach, aby zapewnić statystyczną niezależność otrzymywanych wyników pomiarowych. Należy jednak być przekonanym, że na całym obszarze badane zjawisko wynika z tego samego procesu wielkoskalowego. Oznacza to, że rozkłady graniczne uzyskane z pomiarów we wszystkich punktach powinny być identyczne. Ponieważ w przypadku pomiarów parametrów propagacyjnych związanych z deszczem odległości pomiędzy punktami powinny być większe od średnic kolumn opadowych, a więc od ok. 4-5 km, więc obszar jednorodny powinien mieć rozmiary rzędu 100 km. Można sądzić, że jednorodność tę naruszają jeziora i bagna o rozmiarach większych od 3 km lub masywy górskie, a nawet wzgórza. Wpływają one bowiem na ewolucję chmur burzowych.

W przypadku równoczesnych pomiarów w kilku punktach, przy zapewnieniu wspomnianych wyżej wymagań, rozkład mierzonego parametru byłby wtedy średnim rozkładem opartym na danych ze wszystkich punktów pomiarowych.

Można stwierdzić, że wykorzystanie  $K$  niezależnych źródeł danych pozwala skrócić okres pomiarów bądź zwęzić przedział ufności rozkładu. Skrócenie czasu, teoretycznie jest proporcjonalne do liczby czujników, a w istocie do liczby danych, jeśli dane te są całkowicie statystycznie niezależne. W rzeczywistości statystyczna niezależność jest trudna do osiągnięcia i w związku z tym skrócenie okresu pomiarów jest mniejsze. Z kolei przedział ufności zależy od pierwiastka kwadrato-

wego liczby danych. Z punktu widzenia teorii estymacji wyniki pomiarowe są próbą zwaną estymatorem, na podstawie której ocenia się populację generalną, w tym przypadku nieskończony zbiór danych. Tak więc, jeśli wziąć pod uwagę pomiary tłumienia fali, rozkład empiryczny tłumienia jest estymatorem nieznanego rozkładu granicznego. Przedział ufności, który sam jest zmienną losową, może zawierać z wysokim prawdopodobieństwem ów rozkład graniczny.

Na podstawie [1] można stwierdzić, jeśli  $S_N(A)$  jest empiryczną dystrybuantą tłumienia fali w N-elementowej próbie (N ma wysoką wartość), a  $F(A)$  jest graniczną dystrybuantą, to - korzystając z twierdzenia Kotelnikowa - można znaleźć taką liczbę  $\lambda_\alpha$ , która na poziomie ufności  $1-\alpha$  zapewni spełnienie nierówności:

$$F(A) - S_N(A) < \frac{\lambda_\alpha}{N^{0,5}}.$$

Wynik ten można przedstawić w postaci:

$$P \left[ S_N(A) - \frac{\lambda_\alpha}{N^{0,5}} < F(A) < S_N(A) + \frac{\lambda_\alpha}{N^{0,5}} \right] = 1 - \alpha. \quad (4)$$

W praktyce często przyjmuje się poziom ufności  $1-\alpha = 0,95$ .

Największe korzyści w porównaniu z nakładami uzyskuje się przy podwojeniu liczby punktów pomiarowych. Dalsze zwiększanie ich liczby zmniejsza tak rozumiany zysk.

#### 4. ZAKOŃCZENIE

Przedstawione tu proste podejście do złożonego problemu określenia niezbędnego okresu trwania pomiarów parametru propagacyjnego, poddanego wpływom zjawisk przypadkowych, może być wykorzystane do wstępnej oceny niezbędnego okresu trwania pomiarów badanego zjawiska.

Ocena stabilności rozkładu kumulatywnego w przedstawionym tu ujęciu jest tym dokładniejsza, im dłużej prowadzi się po-

miary, gdyż wtedy wzrasta szansa zarejestrowania zjawiska znacznie odbiegającego od przeciętnego.

Należy zauważyć, że dla niskich progów rozkładu mierzonej wielkości (np. tłumienia) stabilizację rozkładu uzyskuje się wcześniej niż dla wysokich progów, które są znacznie rzadziej przekraczane. Ocenę stabilności rozkładu należy przeprowadzać dla progu odpowiadającego praktycznym potrzebom, a więc na przykład dla progu przekraczanego w procencie czasu 0,001% roku. Interesujące, że w przypadku rozkładu tłumienia fali nieprzekroczenie tego progu w jednym z sezonów pomiarowych ( $D=0$ ) nie jest najgorszym przypadkiem. Większą zmianę w rozkładzie kumulatywnym powoduje wydarzenie, które charakteryzuje  $D \geq 2$ .

Mając na uwadze to, że jednoczesny pomiar zjawiska kilkoma czujnikami zwiększa intensywność badań i może dać rezultat w krótszym czasie, warto ten fakt wykorzystać, gdy czujniki są tanie, a badane zjawisko ma charakter statystycznie jednorodny na dużym obszarze, jak to jest w przypadku badań opadów atmosferycznych.

Na zakończenie warto przedstawić wynik wstępnej oceny skrócenia okresu trwania pomiarów intensywności opadu, oparty na wynikach kompleksowych badań, przeprowadzonych na trasie doświadczalnej Instytutu łączności w Miedzeszynie [2]. Ocena była oparta na pomiarach intensywności opadów wykonanych za pomocą pięciu czujników w ciągu czterech lat. W rezultacie skrócenie to, dla progów intensywności odpowiadających procentom czasu  $P < 0,001\%$  roku, ocenia się na około 3. Wynik ten odbiega wyraźnie od teoretycznej wartości, równej liczbie czujników. Jednak wymagana statystyczna niezależność danych z punktów pomiarowych nie mogła być zawsze spełniona. Opady przelotne, przemieszczające się prostopadle do trasy eksperymentalnej najczęściej trafiały na jeden czujnik, podczas gdy opady przemieszczające się wzdłuż tej trasy lub skośnie pojawiały się co kilka minut nad kolejnymi czujnikami w ciągu swego okresu "życia". Ewolucja opadu przelotnego od jego zaistnienia do rozpadu trwa od 25 minut do godziny. Tak więc intensywność opadu w kolumnie pojawiającej się co kilka minut nad

kolejnymi czujnikami nie ulega znacznym zmianom i dane z czujników są w takich przypadkach w znacznym stopniu skorelowane.

Należy podkreślić, że w przypadku pomiarów zjawiska tłumienia fali w linii ziemskiej czy satelitarnej okres uzyskiwania zadowalająco stabilnego rozkładu tłumienia jest krótszy niż w przypadku pomiarów intensywności opadów w punkcie. Zjawisko tłumienia jest wywoływane na odcinku trasy linii radiowej, co pozwala szybciej zbierać dane do rozkładu. Istnieje tu silna analogia z przypadkiem pomiaru intensywności opadu pojedynczym czujnikiem i kilkoma na tym odcinku, jak to już było wyżej analizowane.

#### WYKAZ LITERATURY

1. Fisz M.: Rachunek prawdopodobieństwa i statystyka matematyczna. PWN, Warszawa 1967.
2. Kawecki A.: Wyniki badań propagacji fal w ziemskich liniach 18,6 GHz i 11,5 GHz oraz w linii satelitarnej 11,5 GHz, przeprowadzonych w Instytucie łączności w latach 1986-89. Biuletyn Informacyjny Il, nr 2-3(288-289), 1991.

Арнольд Кавэцки

#### ЭКСТРЕМАЛЬНОЕ ОСЛАБЛЕНИЕ ВОЛНЫ В СПУТНИКОВОЙ ЛИНИИ А СТАБИЛИЗАЦИЯ КУМУЛЯТИВНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ОСЛАБЛЕНИЯ

#### Р е з ю м е

В работе представлена проблема достоверности статистических характеристик распространения волн в радиопереносных а также характеристик интенсивности дождя в зависимости от количества зарегистрированных случаев. Количество случаев зависит от длины периода проведения непрерывных измерений. Увеличение достоверности достигается за счет добавочного вре-



мени и за счет добавочных финансовых расходов. Предлагается определить степень стабильности кумулятивного распределения исследуемого параметра и в зависимости от нее определять длительность времени проведения измерений.

Arnold Kawecki

#### EXTREMAL WAVE ATTENUATION IN EARTH-SPACE PATH AND STABILITY OF CUMULATIVE ATTENUATION DISTRIBUTION

##### Summary

In the paper the credibility of wave propagation statistical characteristics of radio relay paths as well of rain rate characteristics is discussed. This credibility depends on the number of registered events. The increase of the credibility is obtained at the cost of the additional time and of the additional expences. It is proposed to define the cumulative characteristic stability and in dependence of the stability degree to choose the duration of the events measurements.

Arnold Kawecki

#### AFFAIBLISSEMENT EXTREMAL D'UNE LIAISON TERRE-SATELLITE ET STABILITÉ DE LA DISTRIBUTION CUMULATIVE DE L'AFFAIBLISSEMENT

##### Résumé

On propose dans cet article la discussion de la véracité des caractéristiques statiques de la propagation onde dans les faisceaux hertziens ainsi que des caractéristiques de la pluie en fonction des événements enregistrés.

Cette véracité dépend de la durée d'une période d'exécution des mesures permanentes. On peut obtenir l'augmentation de la véracité aux dépens d'un temps supplémentaire et des frais financiers. On démontre une proposition de la détermination de la stabilisation d'une distribution cumulative d'un paramètre mesuré et choisir le durée des mesures en fonction de la valeur du taux de la stabilisation.

Arnold Kawecki

### EXTREMALE DÄMPFUNG DER WELLE IN DER SATELLITEN-LINIE UND STABILISIERUNG DER KUMULATIVEN DÄMPFUNGSVERTEILUNG

#### Zusammenfassung

In der Publikation wird des Problem der Zuverlässigkeit der statistischen Charakteristiken der Wellenausbreitung in den Funkverbindungen, wie auch Charakteristiken des Regens in der Abhängigkeit von der Zahl der registrierten Ereignisse diskutiert. Das verbindet sich mit der Zeitdauer der stetigen Messungsführung. Der Zuverlässigkeitsanstieg wird auf Kosten der zusätzlichen Zeit und des zusätzlichen Finanzaufwandes erreicht. Es wird proponiert den Stabilisierungsgrad der kumulativen Verteilung des gemessenen Parameters zu bestimmen und abhängig von Förderungen die Dauer der Messungen zu wählen.



Wojciech Parobczak

621.396.67:621.372.5

## MOŻLIWOŚCI PRAKTYCZNEGO WYKORZYSTANIA FILTRÓW HELIKALNYCH W TECHNICIE ANTENOWYCH INSTALACJI ZBIOROWYCH

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 1990.11.10

Zaprezentowano niektóre zagadnienia związane z konstrukcją i projektowaniem filtrów helikalnych. Omówiono ich właściwości oraz wybrane parametry elektryczne i mechaniczne. Podano nomogramy, umożliwiające szybkie określenie podstawowych parametrów filtrów helikalnych dla zadanych wymagań elektrycznych. Przedstawiono koncepcję oraz wyniki prób filtrów komorowych.

### 1. WPROWADZENIE

W najczęściej spotykanych rozwiązaniach antenowych instalacji zbiorowych jest stosowany system transmisyjny częstotliwościowego zwielokrotnienia sygnałów użytecznych. Powoduje to jednocześnie występowanie w gnieździe abonenckim większej liczby sygnałów telewizyjnych i radiofonicznych, będących nośnikami odpowiednich programów, które powinny być przystosowane do ich wykorzystania przez odbiorniki abonenckie powszechnego użytku.

Pasmo transmisyjne antenowych instalacji zbiorowych budynkowych i sieci budynkowych antenowych instalacji osiedlowych [7] obejmuje następujące zakresy częstotliwości: radiofonia AM - fala DSK (150-285 kHz, 525-1605 kHz i 5,95-26,1 MHz) oraz radiofonia FM i telewizja - 48-300 MHz. W sieci dosyłowej antenowych instalacji osiedlowych jest wykorzystywane pasmo transmisyjne 40-300 MHz. Natomiast pasma emisyjne wynoszą odpowiednio: dla sygnałów telewizyjnych zakresy standardowe I-V

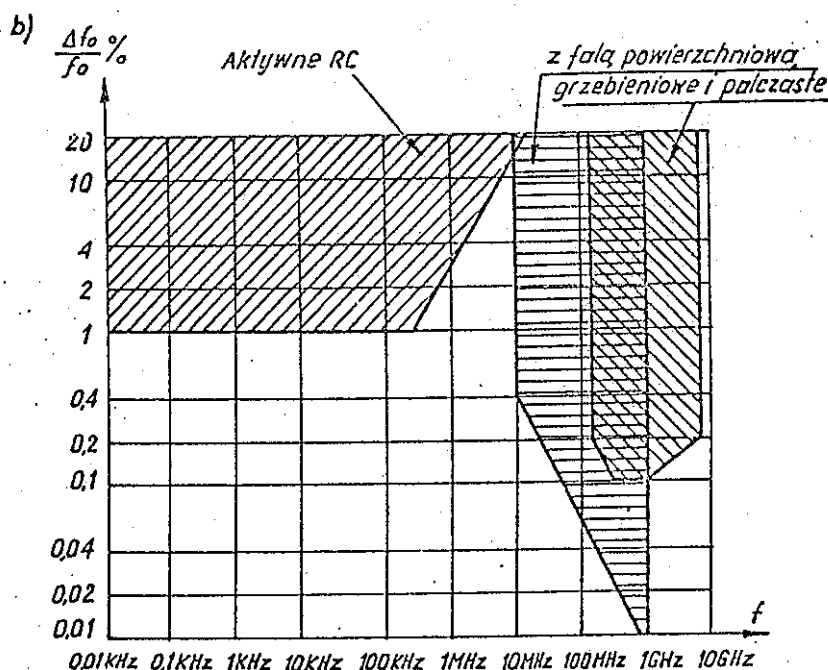
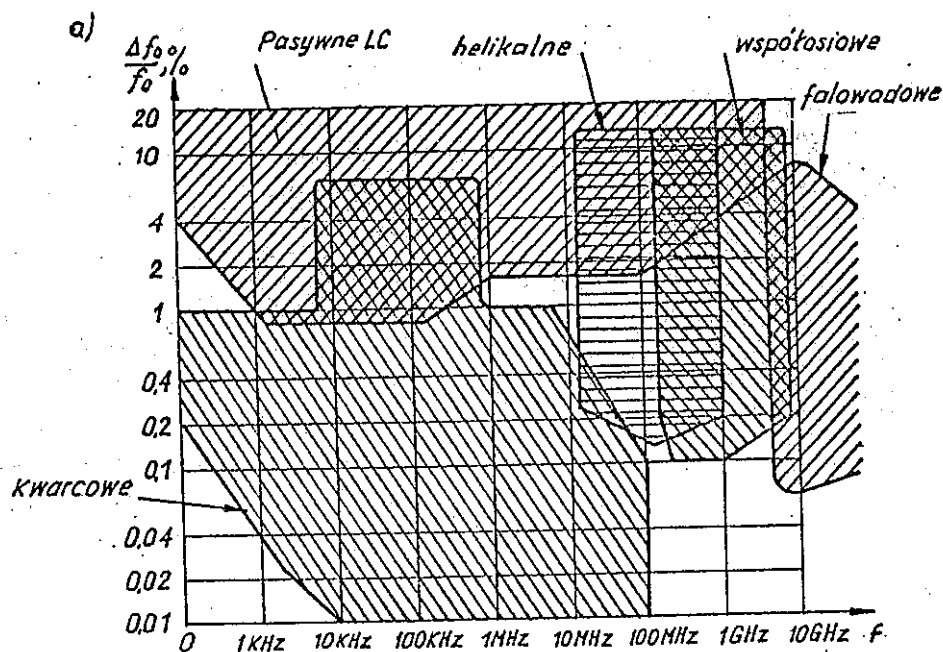
(48,5-66 MHz, 76-100 MHz; 174-230 MHz; 470-622 MHz i 662-790 MHz), a dla sygnałów radiofonicznych zakresy fal DSK i UKF-FM (66-74 MHz).

Jednym z istotnych zadań procesu przygotowania sygnałów radiofonicznych i telewizyjnych do ich przesyłania, przy użyciu przewodowych sieci antenowych instalacji zbiorowych, jest wyselekcjonowanie i odseparowanie odpowiednich sygnałów lub grup sygnałów od innych sygnałów, stanowiących dla nich zakłócenie.

Ciągle narastająca liczba oferowanych do odbioru przez abonentów programów radiofonicznych i telewizyjnych powoduje znaczny wzrost wymagań na parametry transmisyjne antenowych instalacji zbiorowych, a w szczególności na ochronę przed narastającymi również zakłóceniami. Zasadniczą rolę w tym obszarze działania odgrywają układy filtrujące. Stosunkowo szerokie pasmo częstotliwości interesujących nas sygnałów powoduje konieczność stosowania różnych rodzajów filtrów. Istotne znaczenie z punktu widzenia praktycznego wykorzystania takich filtrów ma sposób rozwiązania fizycznej realizacji wymagań elektrycznych w kontekście ich budowy mechanicznej, a w tym wymiarów zewnętrznych.

Złożona sytuacja w tym względzie występuje dla zakresu częstotliwości od kilkudziesięciu do około 800 MHz stanowiącego strefę przejściową stosowania układów o stałych skupionych i rozłożonych. Na podstawie [1] na rys. 1a,b przedstawiono w sposób poglądowy przedziały częstotliwości, w których znalazły zastosowanie różne techniki wykonywania filtrów. Z punktu widzenia potrzeb dla tego zakresu częstotliwości interesującymi wydają się filtry helikalne i filtry z akustyczną falą powierzchniową.

W gdańskim Oddziale Instytutu Łączności podjęto próbę konstrukcji filtrów helikalnych. W następnej kolejności przeprowadzono rozpoznanie zakończone wykonaniem modeli dwóch filtrów, opartych na idei filtrów helikalnych, nazwanych roboczo filrami komorowymi.



Rys. 1. Obszary zastosowania różnych typów filtrów

## 2. FILTRY HELIKALNE

Konstrukcja filtrów dla zakresu częstotliwości 30-300 MHz opartych na elementach dyskretnych jest zadaniem złożonym, wymagającym specjalnego rodzaju technologii wykonania oraz stosowania elementów dyskretnych, przystosowanych do montażu powierzchniowego. W szczególności dla filtrów o stosunkowo wąskich i o małym tłumieniu pasmach przepustowych, przy jednocześnie ostrych wymaganiach odnośnie stromości zboczy pasm za-  
porowych, mogą występować poważne trudności w ich praktycznej realizacji. Powyższe względy skłaniają do konstruowania filtrów opartych na stałych rozłożonych (technika mikrofalowa) z wykorzystaniem najbardziej przydatnych w tym zakresie częstotliwości przewodnic falowych w postaci linii paskowych lub współosiowych. Technologia linii paskowych wymaga specjalistycznego oprzyrządowania umożliwiającego obróbkę elementów ceramicznych lub laminatów o parametrach kwalifikujących je do wykorzystania w wymienionym zakresie częstotliwości. Natomiast w technologii linii współosiowych wystarcza warsztat mechaniczny o standardowym wyposażeniu. Stanowi to istotny argument za jej praktycznym stosowaniem.

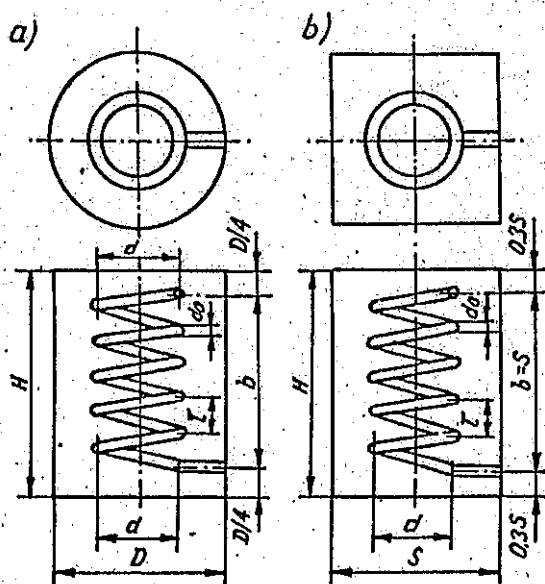
Jedną ze zmodyfikowanych wersji linii współosiowej jest linia zwana helikalną, o przewodzie wewnętrznym zwiniętym w kształcie spirali.

### 2.1. Budowa. Właściwości. Parametry

Podstawowym elementem filtra zbudowanego na stałych rozłożonych jest rezonator. Charakteryzują go dwa parametry: częstotliwość rezonansowa  $f_0$  oraz dobroć  $Q$ . Zasada pracy polega na wykorzystaniu zjawiska rezonansu elektromagnetycznego występującego dla częstotliwości  $f_0$  w objętości jego wnętrza. Dobroć, zdefiniowana jako  $Q = 2\pi f_0 \frac{\text{energia zgmagazynowana}}{\text{moc tracona}}$ , w głównej mierze zależy od strat omowych prądów powierzchniowych oraz strat energii pola elektromagnetycznego w dielektryku wypełniającym przestrzeń wewnętrzną.

Istotą konstrukcji zbudowanych z wykorzystaniem stałych rozłożonych jest wzajemna współzależność długości propagowanej fali i fizycznych wymiarów geometrycznych tych konstrukcji. W związku z tym, dla określonej częstotliwości  $f_0$ , teoretyczna dobroć rezonatorów jest wprost proporcjonalna do jego wymiarów liniowych. Wymiary fizyczne rezonatorów ćwierć-falowych opartych na linii helikalnej, charakteryzują się ok. 60% skróceniem długości w stosunku do analogicznych, lecz zbudowanych z wykorzystaniem konwencjonalnej linii współosiowej. W przypadku wypełnienia wnętrza rezonatora dielektrykiem o przenikalności  $\epsilon$  uzyskuje się dodatkowe skrócenie wynikające ze skrócenia długości fali w dielektryku. Wpływ obecności dielektryka na pracę rezonatora jest odrębnym zagadnieniem i w niniejszym artykule rozważany nie będzie.

Ćwierć-falowy rezonator helikalny (rys. 2) jest zbudowany z wnęki rezonansowej, nazywanej ekranem lub obudową, w kształcie walca lub prostopadłościanu o przekroju kwadratowym i centralnie umieszczonej spirali. Jeden koniec spirali jest połączony galwanicznie z podstawą lub jedną ze ścianek wewnętrznych wnęki, natomiast drugi jest otwarty. Oś symetrii spirali



Rys. 2. Rezonatory helikalne z wnękami o przekroju  
a) kołowym; b) kwadratowym



powinna pokrywać się z właściwą osią symetrii rezonatora, którego odpowiednio zwymiarowane ścianki powinny posiadać dobrze przewodzące prąd elektryczny powierzchnie wewnętrzne, np. pokryte srebrem. Spiralę, wykonaną z drutu o określonej średnicy, charakteryzującą: średnicą i skok nawinięcia oraz liczbą zwojów. Liniowa długość drutu, z którego ją wykonano, wynosi w przybliżeniu ćwierć długości fali o częstotliwości  $f_0$ .

Oba kształty wnek są w zasadzie równoprawne, a przy wyborze jednego z nich należy kierować się możliwościami minimalizacji gabarytów i strat omowych prądów powierzchniowych. Z uwagi na gabaryty, dla częstotliwości niższych preferowany jest przekrój kwadratowy. Natomiast dla częstotliwości wyższych, korzystniejszy jest przekrój kołowy ze względu na łatwość wykonania mechanicznego z zachowaniem właściwych tolerancji.

Poniżej podano zestaw wzorów projektowych umożliwiających obliczenie optymalnych ćwierć-falowych helikalnych rezonatorów o przekroju kwadratowym. Optymalność polega na uzyskaniu maksymalnej dobroci z określonej objętości rezonatora. Przejście na wymiary rezonatora o kształcie walca wymaga zastąpienia w podanych wzorach wymiaru  $S$  wymiarem  $D = 1,2 S$ .

$$S \text{ [mm]} = \frac{Q_u \cdot 0,4233}{\sqrt{f_0}} \quad \begin{array}{l} \text{- długość boku kwadratu rezonatora,} \\ \text{gdzie:} \\ Q_u \text{ - dobroć rezonatora nieobciążonego,} \\ f_0 \text{ - częstotliwość rezonatora [MHz],} \end{array}$$

$$H \text{ [mm]} = 1,6 S \quad \text{- wysokość wnęki rezonatora,}$$

$$b \text{ [mm]} = S \quad \text{- wysokość spirali,}$$

$$d \text{ [mm]} = 0,66 S \quad \text{- średnia osiowa spirali,}$$

$$N = \frac{40640}{f_0 \cdot S} \quad \text{- liczba zwojów spirali,} \quad (1)$$

$$n = \frac{40640}{f_0 \cdot S^2} \quad \text{- liczba zwojów/mm,}$$

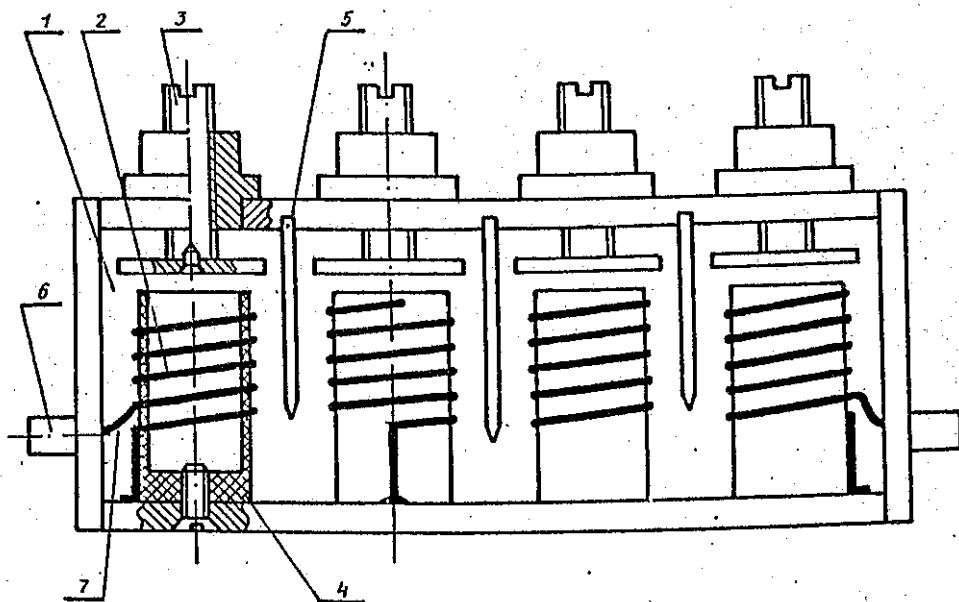
$$d_0 \text{ [mm]} = \frac{1}{2 n} \quad \text{- średnica drutu spirali,}$$

$$\tau \text{ [mm]} = 2 d_0 \quad \text{- skok spirali.}$$

Zestaw zależności (1) umożliwia określenie wymiarów rezonatora z dokładnością do ok. 10%. Obliczona wielkość  $N$  jest wartością maksymalną zapewniającą górną częstotliwość rezonansową równą projektowanej  $f_0$  (nie jest możliwe przestrojenie jej w górę). W celu umożliwienia przestrojenia częstotliwości  $f_0$  w pewnym jej otoczeniu, w wykonaniu praktycznym należy spiralę odpowiednio skrócić o ok. 10%. Przyjęta do obliczeń wartość  $Q_0$  winna być powiększona o ok. 20% w stosunku do wymaganej z uwagi na błąd metody oraz tolerancje wykonania warsztatowego.

Istotną cechą ćwierć-falowych rezonatorów, a w tym helikalnych, jest właściwość występowania rezonansu dla nieparzystych wielokrotności częstotliwości  $f_0$ .

Do budowy filtrów (rys. 3) używa się zazwyczaj 2÷7 identycznych rezonatorów o odpowiednio dobranych dobrociach oraz wzajemnym sprzężeniu. Jednakże spotyka się konstrukcje zawierające większą ich liczbę (do ok. 10). Najczęściej realizowanym



Rys. 3. Filtr helikalny - przykład budowy mechanicznej  
 1 - rezonator, 2 - spirala, 3 - regulacja częstotliwości  $f_0$ ,  
 4 - teflonowy karkas, 5 - przegroda, 6 - złącze,  
 7 - odczep zasilający

typem charakterystyki filtrów pasmowo-przepustowych jest charakterystyka maksymalnie płaska - Butterwortha lub Czebyszewa. Pod względem szerokości pasma częstotliwości liczonego jako  $\frac{\Delta f_{3\text{ dB}}}{f_0} \cdot 100\%$ , gdzie  $\Delta f_{3\text{ dB}}$  oznacza 3 dB pasmo przepustowe, filtry dzieli się na wąskopasmowe o pasmie poniżej 5%, umiarkowanie wąskopasmowe o pasmie rzędu 5% + 10% oraz szerokopasmowe o pasmie powyżej 10%. Praktyczny zakres częstotliwości stosowania powyższych filtrów zawiera się w granicach 20 MHz + 1000 MHz. Jednakże z danych katalogowych wynika, że firmy oferują je w zakresie 30 + 300 MHz, niekiedy do 750 MHz, a tylko w wykonaniach specjalnych do 1000 MHz. Granica 1000 MHz nie jest wartością bezwzględną, albowiem w katalogu firmy LARK ENGINEERING w wykonaniu specjalnym są oferowane filtry w zakresie częstotliwości 15 MHz + 3 GHz. Z powyższego wynika, że zakres stosowania filtrów helikalnych z punktu widzenia częstotliwości jest dość szeroki i nie zawiera się w ściśle określonych ramach, natomiast zakres ofert uwarunkowany jest technicznym opanowaniem konstrukcji i technologii wytwarzania. Jednakże powyżej granicy 1000 MHz filtry są wykonywane zazwyczaj w technice linii paskowych lub współosiowych.

Przeciętne gabaryty zewnętrzne filtrów helikalnych są funkcją wymiarów wewnętrznych oraz liczby rezonatorów. Natomiast wymiary wewnętrzne, jak wynika ze wzorów (1), są zależne od dobroci oraz częstotliwości rezonansowej. Dla porównania, wymiary zewnętrzne filtrów oferowanych przez firmę RF MICROWAVE COMPANY JNC, projektowanych na częstotliwość środkową w zakresie 30 MHz + 300 MHz w zunifikowanych obudowach i o czterech rezonatorach, wynoszą 38 mm x 57 mm x 152 mm, a o siedmiu rezonatorach 27 mm x 44 mm x 260 mm. Natomiast firma LARK ENGINEERING w wykonaniu subminiaturowym dla zakresu 200 MHz + 750 MHz oferuje filtry o wymiarach zewnętrznych 10 mm x 16 mm x L mm, gdzie wymiar L zależy od liczby rezonatorów i w przybliżeniu wyrażony jest następującą zależnością:  $L = 5 \times \text{liczba rezonatorów [mm]}$ .

Uzyskiwane praktycznie wartości  $Q_u$  są rzędu 1000 i więcej. Natomiast, jak można zorientować się z danych katalogowych

oferowanych filtrów, wartość ta jest rzędu  $500 \div 800$ . Wybór wartości  $Q_U$  dokonywany jest w fazie projektowej filtru i stanowi kompromis pomiędzy wartością maksymalną wyznaczoną dopuszczalnymi gabarytami a minimalną wyznaczoną z zależności

$$Q_L = \frac{f_0}{\Delta f_{3 \text{ dB}}},$$

określającą dobroć filtru obciążonego, niezbędną dla uzyskania charakterystyki filtru o szerokości pasma przepustowego  $\Delta f_{3 \text{ dB}}$  i częstotliwości środkowej tegoż pasma  $f_0$ . Dla  $Q_U \gg Q_L$  tłumienie sygnału w pasmie przepustowym jest kontrolowane i w niewielkim stopniu zależy od liczby rezonatorów, natomiast dla  $Q_U = Q_L$  przestaje być kontrolowane. Na ogół w spotykanych rozwiązaniach wartość stosunku  $\frac{Q_L}{Q_U}$  jest rzędu 0,05. Dobroć poszczególnych obciążonych rezonatorów filtru można wyznaczyć w zależności:

$$Q_{LK} = Q_L \sin \frac{(2k - 1) \cdot \pi}{2r},$$

gdzie:  $K$  - oznacza pozycję rezonatora w filtrze,  
 $r$  - liczbę rezonatorów.

Związek pomiędzy wartością tłumienia w pasmie przepustowym a szerokością tegoż pasma określa zależność:

$$L \text{ (dB)} = 20 \log \frac{1}{1-U} \cdot WK \quad (2)$$

gdzie:  $WK$  jest współczynnikiem korekcji zależnym od liczby rezonatorów (tabl. 1).

Stosunek  $\frac{Q_L}{Q_U} = U$  oraz liczba  $r$  użytych rezonatorów określają wartość tłumienia w pasmie przepustowym. Z zależności (2) wynika, że węższemu pasmu przepustowemu odpowiada większa wartość tłumienia i na odwrót. Przykładowo, tłumienie filtrów (dane katalogowe) dla częstotliwości  $30 \div 300$  MHz i szerokości pasma  $\Delta f_{3 \text{ dB}} = 1$  MHz dla trzech rezonatorów wynosi  $1,92 \text{ dB} \div 6,6 \text{ dB}$ , natomiast dla  $\Delta f_{3 \text{ dB}} = 4,5$  MHz i czterech rezonatorów

0,62 dB ÷ 2,1 dB. Prezentowane dane wskazują na większą zależność wartości tłumienia sygnału w pasmie przepustowym od szerokości tego pasma niż od liczby rezonatorów. Jednakże, filtry o dużej liczbie rezonatorów wnoszą większe tłumienie. Przykładowo, filtr o siedmiu rezonatorach i  $\Delta f_3$  dB = 4,5 MHz (30 ÷ 300 MHz) wnosi tłumienie sygnału w pasmie przepustowym odpowiednio 1,64 dB ÷ 5,2 dB.

Tablica 1

Wartości współczynników korekcji WK  
w funkcji liczby rezonatorów

r	2	3	4	5	6	7	8	9	10	X
WK	1	1,08	1,14	1,19	1,23	1,27	1,32	1,35	1,38	X

Cwierć-falowe filtry helikalne charakteryzują się powtarzaniem właściwości filtrujących dla nieparzystych wielokrotności częstotliwości środkowej  $f_0$ . Powtórzone pasma przepustowe są jednak zniekształcone i o narastającej wartości tłumienia.

Odrębnymi problemami konstrukcyjnymi filtrów są zagadnienia związane z przestrajaniem rezonatorów, zasilaniem skrajnych rezonatorów oraz realizacją sprzężeń pomiędzy sąsiednimi rezonatorami. Przestrajanie rezonatorów realizuje się bądź indukcyjnie za pomocą przewodzącego kołka, wprowadzonego do wnętrza spirali od strony otwartego jej końca, bądź pojemnościowo za pomocą wysokiej dobroci powietrznego trymera. Zazwyczaj jego konstrukcja umożliwia kompensację termicznych zmian  $f_0$ . Czynność tę można przeprowadzić ręcznie, przestrajając osobno każdy z rezonatorów lub automatycznie, z wykorzystaniem dodatkowych mechanizmów zewnętrznych. Możliwe jest również przestrajanie przy użyciu diod pojemnościowych, które prowadzi jednak do niepożądanego obniżenia dobroci rezonatorów.

Poprawna praca filtru w układzie wymaga dopasowania jego impedancji wejściowej i wyjściowej do impedancji linii zasilającej, zwykle 50 lub 75 omowej. Wymaga to transformacji wspomnianej impedancji na dużo większą impedancję rezonatorów.

Znane są co najmniej trzy sposoby realizowania takiej transformacji, a mianowicie:

- za pomocą pętli sprzęgającej i to zarówno nisko, jak i wysoko impedancyjnej; dopasowanie jest realizowane poprzez indukcyjne sprzężenie pętli ze spiralą i regulowane wzajemnym ich położeniem;
- autotransformatorowe; dopasowanie jest realizowane poprzez galwaniczne przyłączenie wejścia/wyjścia do odpowiedniego odczepu spirali i regulowane położeniem tego odczepu;
- za pomocą dodatkowej sondy zamieszczonej wewnątrz spirali od strony zwartego jej końca; dopasowanie jest realizowane poprzez właściwe zwymiarowanie średnicy oraz długości sondy (stosowane raczej przy częstotliwościach wyższych).

Prawie wszystkie ze wspomnianych sposobów zostały sprawdzone praktycznie i jako preferowane do stosowania uznano sprzężenie autotransformatorowe. Jest ono względnie łatwe do wykonania, powtarzalne oraz możliwe do oszacowania ilościowego. Odpowiednie zależności podano poniżej:

$$\left. \begin{aligned} L_{\text{wej}} &= \frac{N}{90^\circ} \arcsin \sqrt{\frac{R_{\text{wej}} \cdot \Delta f_3 \text{ dB} \cdot \pi}{\alpha_1 \cdot f_0 \cdot 4Z_0}} \\ L_{\text{wyj}} &= \frac{N}{90^\circ} \arcsin \sqrt{\frac{R_{\text{wyj}} \cdot \Delta f_3 \text{ dB} \cdot \pi}{\alpha_r \cdot f_0 \cdot 4Z_0}} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

gdzie:  $L_{\text{wej}}, L_{\text{wyj}}$  [zwoje] - punkt odczepu spirali licząc od jej zwartego końca,

$f_0$  [MHz] - częstotliwość środkowa filtru,

$R_{\text{wej}}, R_{\text{wyj}}$  [ $\Omega$ ] - impedancja wejściowa i wyjściowa,

$\Delta f_3 \text{ dB}$  - 3 dB szerokość pasma przepustowego,

$N$  [zwoje] - liczba zwojów spirali,

$$Z_0 [\Omega] = \frac{2336 \cdot 10^3}{f_0 S} \quad - \text{impedancja rezonatora,}$$

$\alpha_1, \alpha_r$  - znormalizowane elementy dolno-przepustowego prototypu filtru o "r" rezonatorach dla charakterystyki maksymalnie płaskiej pierwszego i ostatniego rezonatora (tabl. 2).

Tablica 2

Znormalizowane wartości elementów prototypu  
filtru Butterwortha 2 - 9 rzędu

Liczba rezo- natorów	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_3$	$\alpha_4$	$\alpha_5$	$\alpha_6$	$\alpha_7$	$\alpha_8$	$\alpha_9$
r=2	1,414	1,414							
r=3	1,000	2,000	1,000						
r=4	0,7654	1,848	1,848	0,7654					
r=5	0,6180	1,618	2,000	1,618	0,6180				
r=6	0,5176	1,414	1,932	1,932	1,414	0,5176			
r=7	0,4450	1,247	1,802	2,000	1,802	1,247	0,4450		
r=8	0,3902	1,111	1,663	1,962	1,962	1,663	1,111	0,3902	
r=9	0,3473	1,000	1,532	1,879	2,000	1,879	1,532	1,000	0,3473

W filtrach o stosunkowo szerokich pasmach przepustowych (5% ÷ 20%) wymagane dopasowanie uzyskuje się przez dołączenie wejścia/wyjścia do całej długości spirali (bez galvanicznego łączenia jej z wnętrzem rezonatora). Ostateczny wybór sposobu zasilania skrajnych rezonatorów w dużej mierze jest pochodną przeprowadzonych doświadczeń w tym względzie oraz technicznego opanowania jednego z wymienionych sposobów.

Sprzężenia pomiędzy sąsiednimi rezonatorami filtru realizowane są metodą indukcyjną, za pomocą tzw. okien sprzęgających, wyciętych w ściankach wspólnych sąsiednich rezonatorów tzw.

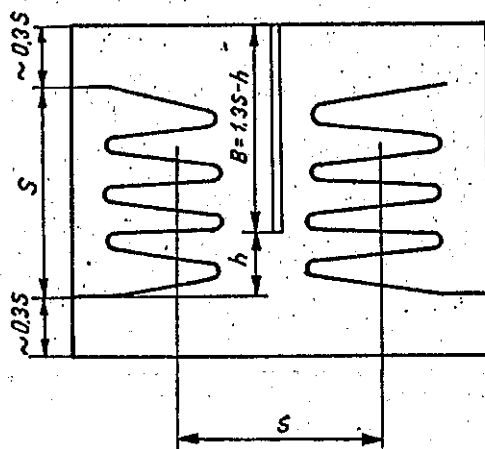
przegrodach (rys. 4). Ich wysokość  $h$ , liczona od początku zwoju spirali w kierunku otwartego końca spirali, określa wielkość sprzężenia. Takie usytuowanie ma swoje uzasadnienie w rozkładzie gęstości pola elektromagnetycznego wewnątrz rezonatora. Rozkład gęstości pola nie jest równomierny i osiąga wartość maksymalną w obszarze otwartego końca spirali. Podstawą do obliczeń wielkości  $h$  jest znajomość współczynnika sprzężenia wyznaczonego z zależności:

$$\frac{\Delta f_3 \text{ dB}}{f_0 \sqrt{\alpha_K \cdot \alpha_{K+1}}}$$

Przybliżoną wartość  $h$  określa się z następującej zależności:

$$h_{K,K+1} = d \left( \frac{\Delta f_3 \text{ dB}}{0,071 \cdot f_0 \cdot \sqrt{\alpha_K \cdot \alpha_{K+1}}} \right)^{0,5263} \quad (4)$$

gdzie:  $h_{K,K+1}$  [mm] - wysokość okna sprzęgającego pomiędzy  $K$  i  $K+1$  rezonatorami.



Rys. 4. Sąsiednie rezonatory sprzęgnięte indukcyjnie oknem sprzęgającym o wysokości  $h$



W zakresie częstotliwości 30 MHz ÷ 300 MHz grubość przegród nie powinna przekraczać 1 mm z uwagi na zjawisko dyfrakcji [1]. Z punktu widzenia dogodności pomiaru wielkości okna sprzęgającego, stosuje się parametr  $B$  określający wysokość przegrrody z zależności  $B_{K,K+1} = 1,3 S - h_{K,K+1}$ . Dokładną wartość wysokości  $B$  przegrrody uzyskuje się w procesie strojenia filtru, stosując tzw. metodę podcinania. Z tego względu początkową wartość  $B$  przyjmuje się z pewnym nadmiarem. W przypadku rezonatorów o przekroju kołowym, sprzężenia wykonuje się podobnie.

## 2.2. Metoda projektowania

Opisany sposób postępowania dotyczy wyłącznie filtrów helikalnych o charakterystyce częstotliwościowej maksymalnie płaskiej tzw. Butterwortha z identycznymi rezonatorami o przekroju kwadratowym [1], [8].

Proces projektowania sprowadza się do wyznaczenia niezbędnej liczby rezonatorów, wartości ich dobroci  $Q_u$ , sprzężeń pomiędzy sąsiednimi rezonatorami oraz wyznaczenia położenia odcięć wejścia/wyjścia dla skrajnych rezonatorów. Punktem wyjścia projektu filtrów pasmowo-przepustowych są następujące dane:

$R_{we}j$  i  $R_{wyj}$  - impedancja wejściowa i wyjściowa,

$f_0$  - częstotliwość środkowa filtru,

$\Delta f$  - szerokość pasma przepustowego,

$a_0$  - dopuszczalna wartość tłumienia w pasmie przepustowym przy częstotliwości  $f_0$ ,

$a_x$  - pożądana wartość tłumienia dla częstotliwości  $f_{ax}$ .

Jeżeli wymagane pasmo przepustowe jest określone jako  $\Delta f$  i jest określona jego nierównomierność  $\Delta a_0$ , wówczas należy wyznaczyć z zależności (5) odpowiadającą mu wartość  $\Delta f_3$  dB. Liczbę rezonatorów oraz odpowiadające im wartości  $Q_u$  i  $Q_L$  dla założonych wymagań elektrycznych, determinuje standardowe równanie (5) opisujące odpowiedź filtrów o charakterystyce prze-

noszenia typu Butterwortha. Poniżej podano zestaw zależności, umożliwiających wyznaczenie parametrów filtru.

$$a \text{ [dB]} = 10 \log \left[ 1 + \frac{\Delta f}{\Delta f_3 \text{ dB}} \right]^2 r \quad (5)$$

gdzie:  $a$  - tłumienie wtrąceniowe filtru,

$\Delta f$  -  $2(f - f_0)$ ,

$f$  - częstotliwość bieżąca,

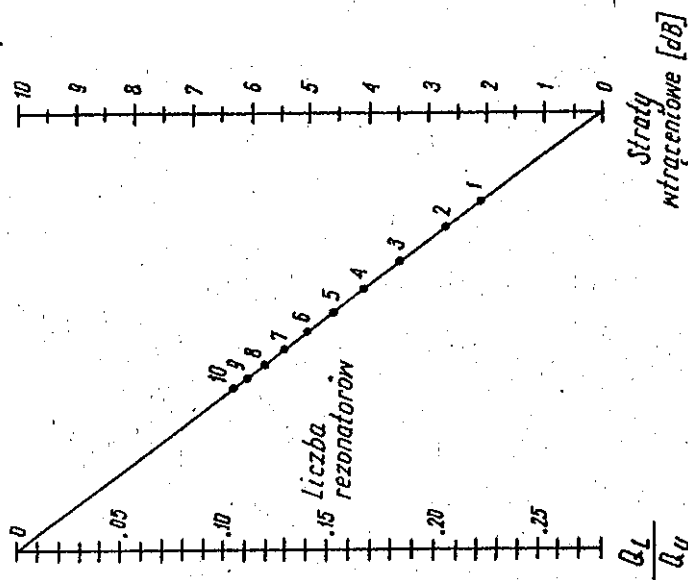
$r$  - liczba rezonatorów;

$$L \text{ [dB]} = 20 \log \left( \frac{1}{1-U} \right) \times WK \text{ (2)} - \text{straty wtrąceniowe}$$

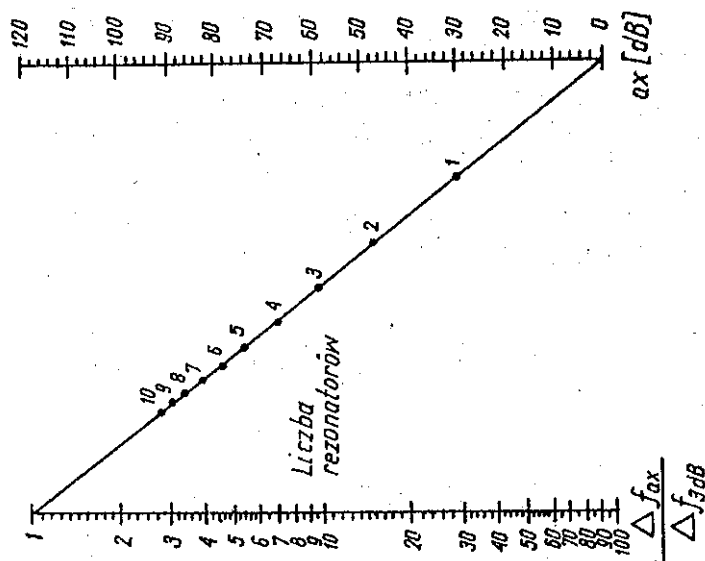
gdzie:  $U = \frac{Q_L}{Q_U}$ ,

WK - współczynnik korekcji podany w tablicy 1.

Na podstawie zależności (5) i (2) utworzono nomogramy podane na rys. 5 i rys. 6, umożliwiające wyznaczenie liczby rezonatorów  $r$  oraz ich dobroci  $Q_U$  przy stratach wtrąceniowych  $L$  w celu realizacji zadanej charakterystyki filtru. Po ich wyznaczeniu z zestawu zależności (1) oblicza się wymiary geometryczne rezonatorów wchodzących w skład filtru. Położenie odczepów zasilających skrajne rezonatory wyznacza się z zależności (3), a sprzężenie pomiędzy sąsiednimi rezonatorami z zależności (4).



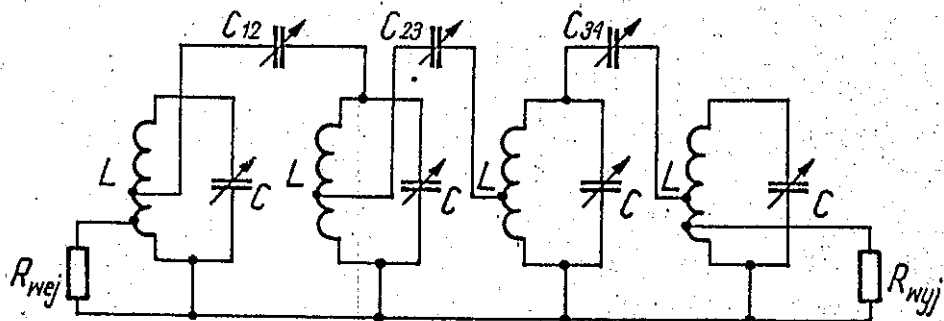
Rys. 6. Nomogram - zależność wartości tłumienia w pasmie przepustowym od liczby rezonatorów w funkcji stosunku dobroci filtru obciążonego do dobroci pojedynczego rezonatora nieobciążonego filtru



Rys. 5. Nomogram - zależność liczby rezonatorów od wymaganej wartości tłumienia pasma zaporowego w funkcji stosunku szerokości pasma zaporowego do pasma 3 dB

## 3. FILTRY KOMOROWE

Idea budowy filtrów komorowych wywodzi się bezpośrednio z konstrukcji filtrów helikalnych i stanowi praktyczną realizację ich schematu zastępczego. Schemat zastępczy zawiera identyczne, równoległe obwody LC zamknięte w obudowach, zwanych komorami. Sprzężenia pomiędzy obwodami są realizowane za pomocą regulowanych pojemności włączonych autotransformatorowo do odpowiednich odczepów indukcyjności  $L$  (rys. 7). Zastosowanie regulowanych pojemności wydatnie upraszcza proces strojenia, natomiast zastosowanie obwodów LC liberalizuje wymagane tolerancje wykonania obudów filtrów. Cechami wspólnymi komory i rezonatora są częstotliwość rezonansowa oraz wymagana dobroć  $Q_0$ , natomiast różnice tkwią w roli, jaką spełnia obudowa. Dla filtru komorowego jest ona jedynie ekranem izolującym obwody, podczas gdy dla filtru helikalnego jest elementem obwodu rezonansowego. Według danych zawartych w literaturze [2] filtry komorowe są budowane do częstotliwości rzędu setek MHz zakresu VHF i UHF. Ograniczenia wynikają z możliwej do uzyskania maksymalnej dobroci komór (równoległych obwodów LC), która w zasadniczy sposób zależy od dobroci użytych pojemności (trymerów).



Rys. 7. Przykład schematu elektrycznego filtru komorowego

Próby konstrukcji przeprowadzone w Ił O/Gdańsk zakończyły się umiarkowanym sukcesem. Skonstruowano dwa modele filtrów o takiej samej szerokości pasma przepustowego  $\Delta f = 8$  MHz o czę-

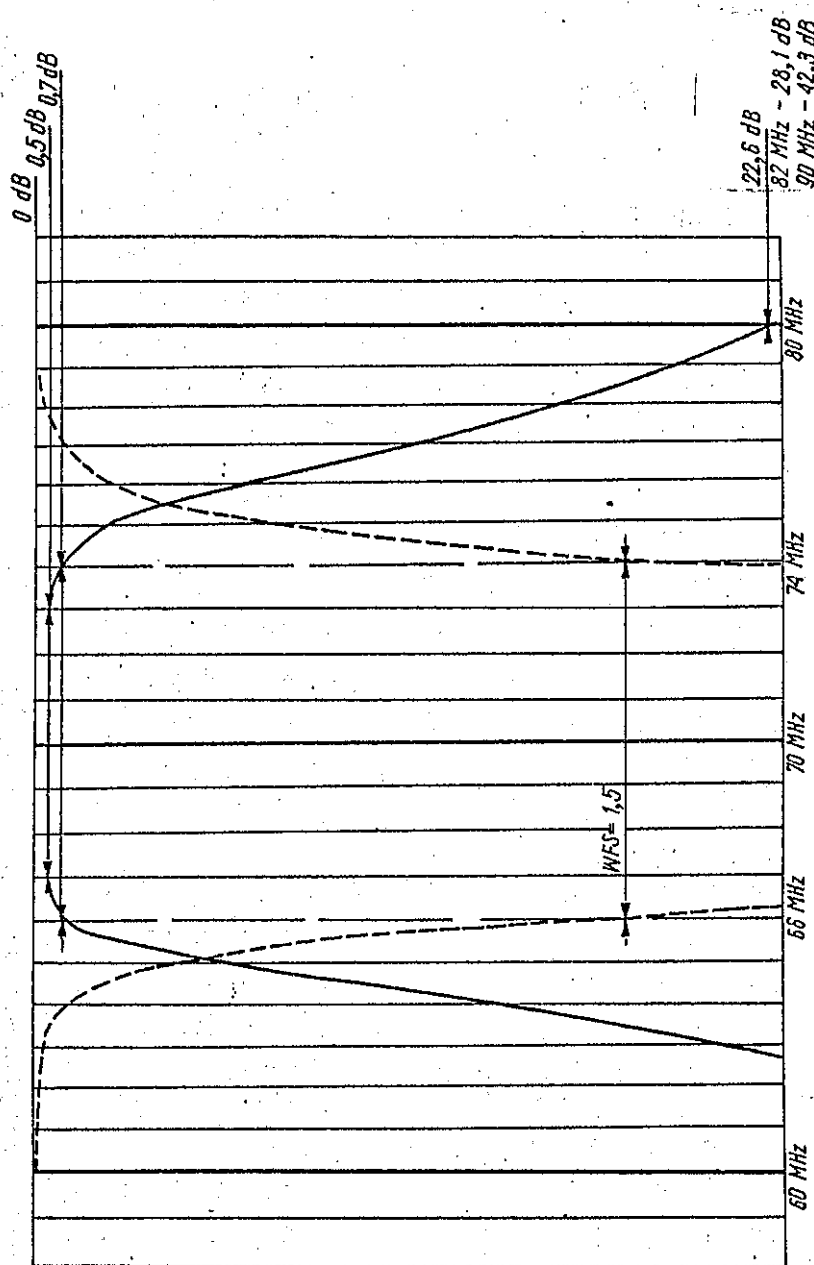
stotliwościach środkowych 70 MHz i 290 MHz, odpowiednio trzykomorowego i czterekomorowego.

Liczba komór decyduje o stromości zboczy pasma zaporowego oraz w niewielkim stopniu o wartości tłumienia pasma przepustowego pod warunkiem uzyskania właściwej ich dobroci  $Q_u$ . Zwiększenie liczby komór przy niezmiennionej szerokości pasma przepustowego  $\Delta f$  oraz wartości tłumienia sygnału w pasmie przepustowym dla ustalonej częstotliwości  $f_0$ , pociąga konieczność realizacji coraz większej wartości dobroci  $Q_u$  komór. Z szacunkowych obliczeń wynikało, że dobroć komór winna wynosić odpowiednio  $Q_u = 100$  dla filtrów o  $f_0 = 70$  MHz i  $Q_u = 500$  dla filtru o  $f_0 = 290$  MHz, natomiast uzyskano  $Q_u = 100$  i  $Q_u = 250$ . Z tego tytułu filtr czterekomorowy charakteryzuje wzrost wartości tłumienia w pasmie przepustowym od wartości projektowej wynoszącej ok. 0,7 dB do wartości pomierzonej ok. 3,0 dB. Zastosowanie regulowanych pojemności sprzęgających komory oraz właściwości samych obwodów LC wyeliminowały zjawisko powstawania pasma przepustowego dla częstotliwości harmonicznych i pozwoliło na utrzymanie tłumienia w pasmie zaporowym na poziomie nie mniejszym niż 35 dB w zakresie do 1000 MHz. Gabaryty zewnętrzne tych filtrów są o ok. 50% mniejsze od odpowiadających im helikalnych.

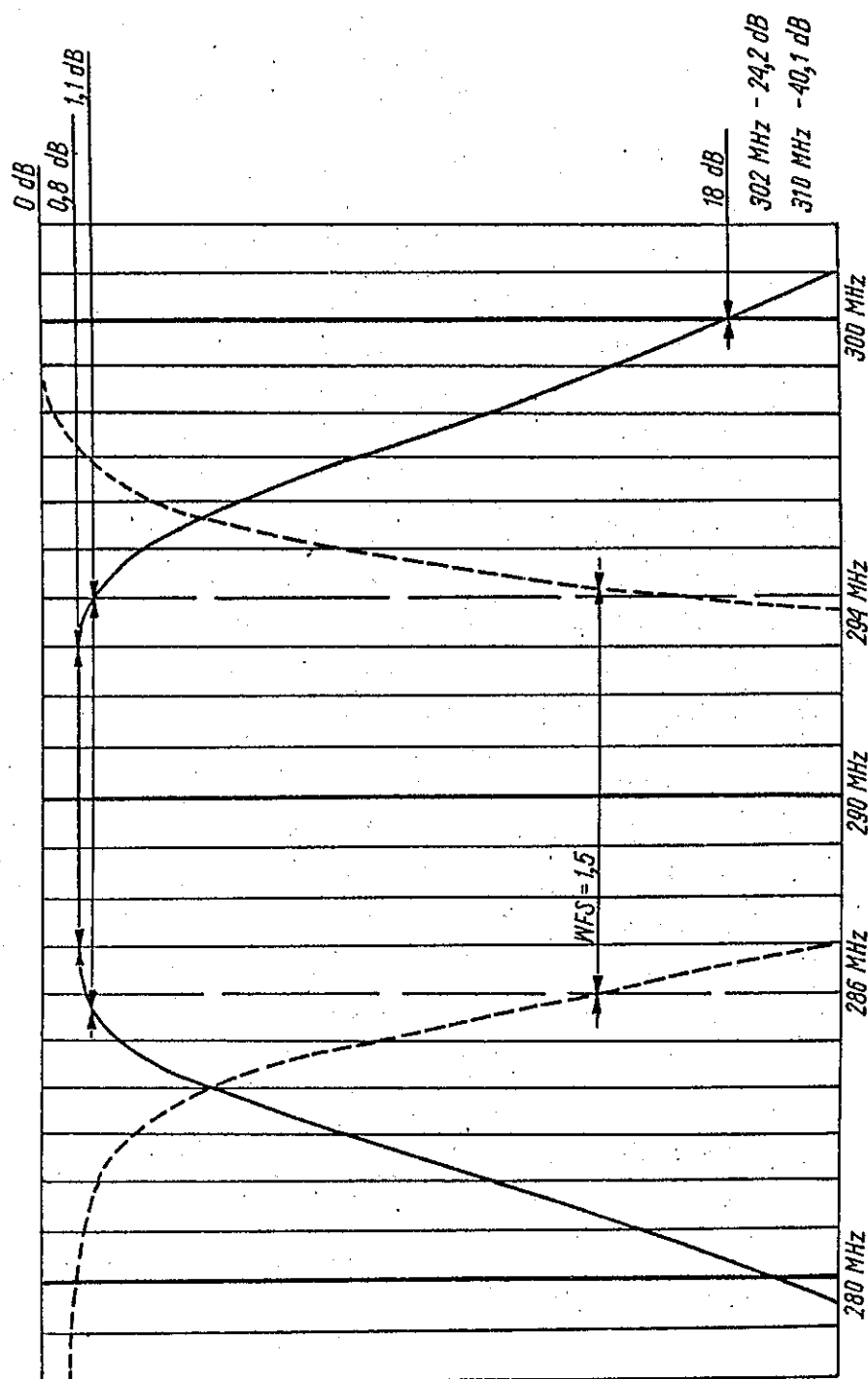
#### 4. UZYSKANE WYNIKI

Pomierzono charakterystyki częstotliwościowo-amplitudowe pięciu modeli filtrów o następujących cechach:

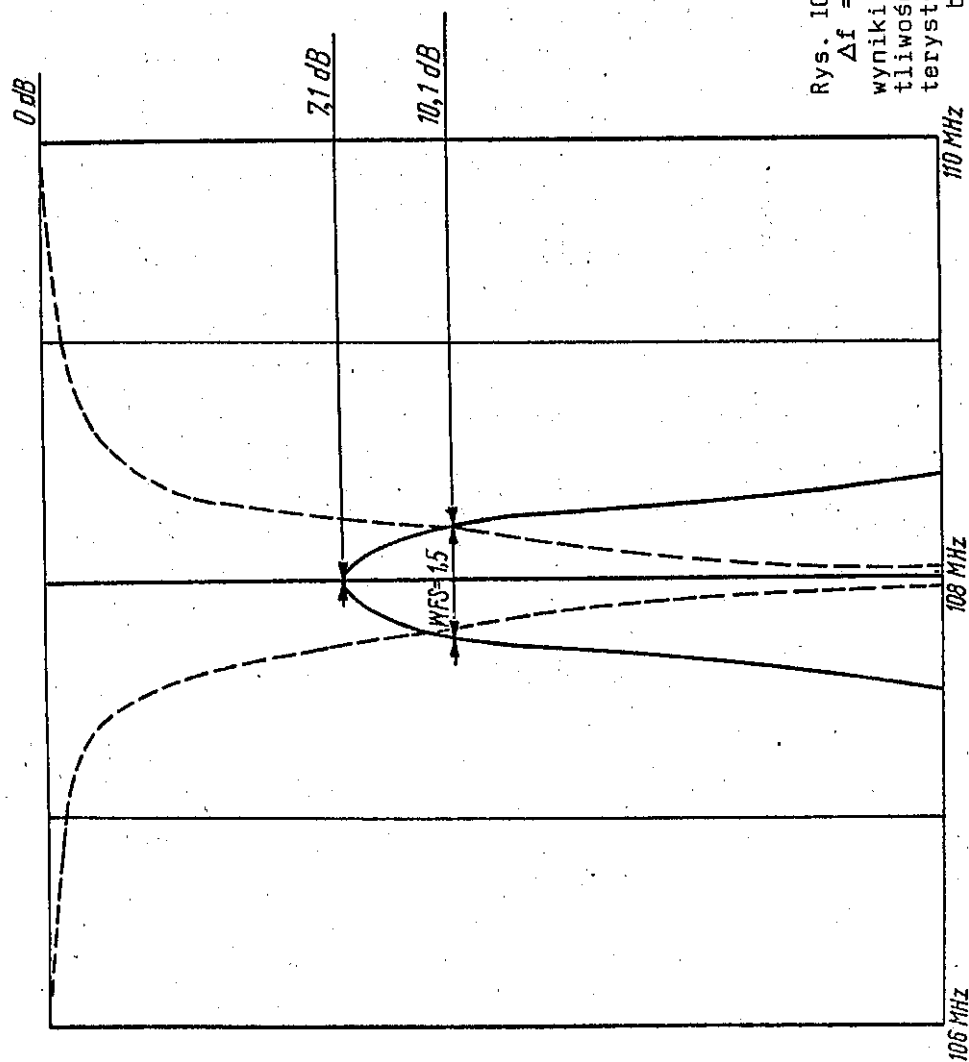
- helikalny o częstotliwości środkowej 70 MHz i szerokości pasma przepustowego 8 MHz,
- helikalny o częstotliwości środkowej 290 MHz i szerokości pasma przepustowego 8 MHz,
- helikalny o częstotliwości środkowej 108 MHz i szerokości pasma przepustowego 0,5 MHz,
- komorowy o częstotliwości środkowej 70 MHz i szerokości pasma przepustowego 8 MHz,



Rys. 8. Filtr helikalny 70 MHz;  $\Delta f = 8$  MHz;  $a_0 = 0.5$  dB;  $\Delta a_0 = 0.2$  dB  
 wyniki pomiarów: ——— częstotliwościowo-amplitudowa charakterystyka filtru,  
 ----- przebieg wejściowego WFS

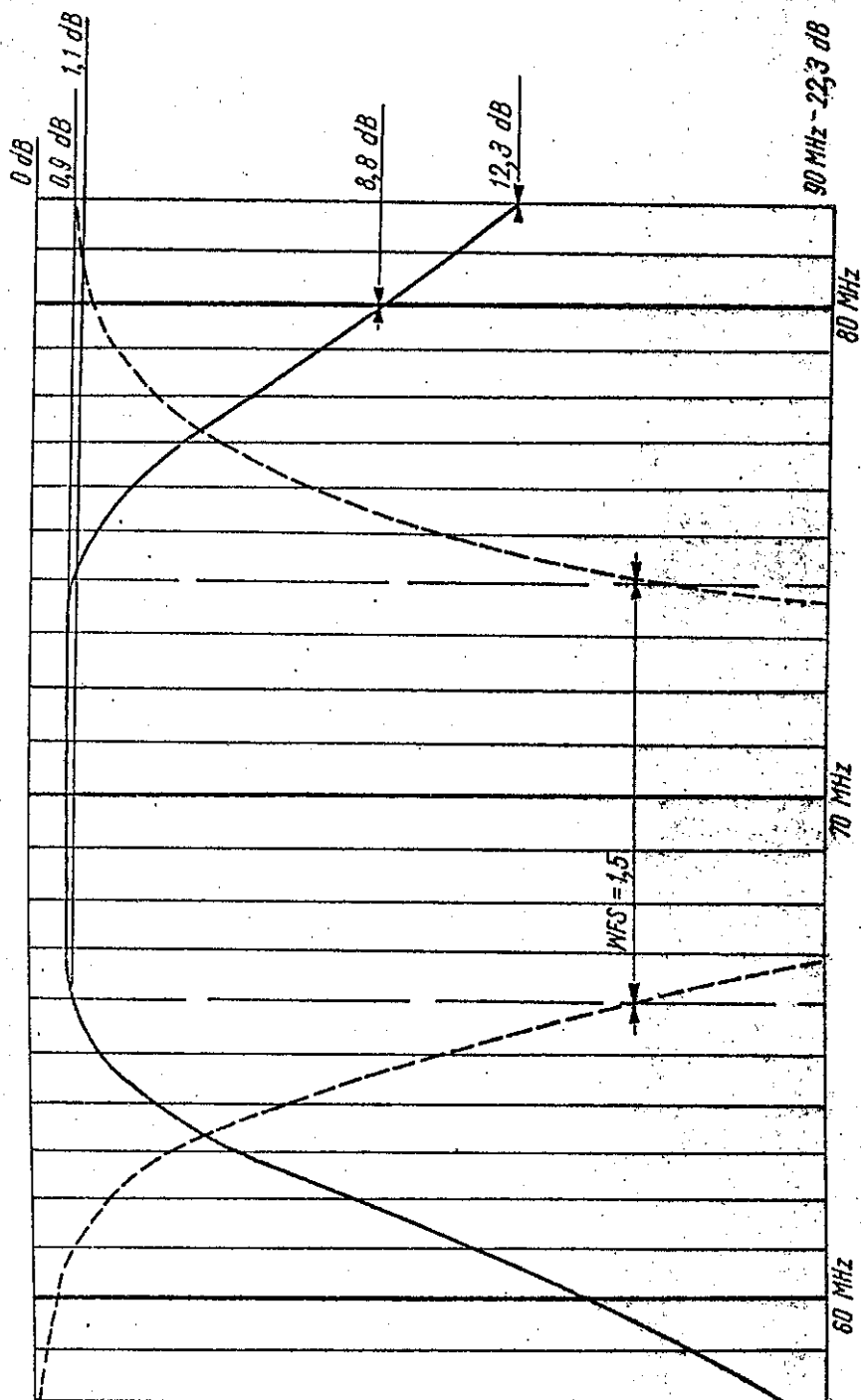


Rys. 9. Filtr helikalny 290 MHz;  $\Delta f = 8$  MHz;  $a_0 = 0.8$  dB;  $\Delta a_0 = 0.3$  dB  
 wyniki pomiarów: ——— częstotliwościowo-amplitudowa charakterystyka filtru,  
 ----- przebieg wejściowy WFS

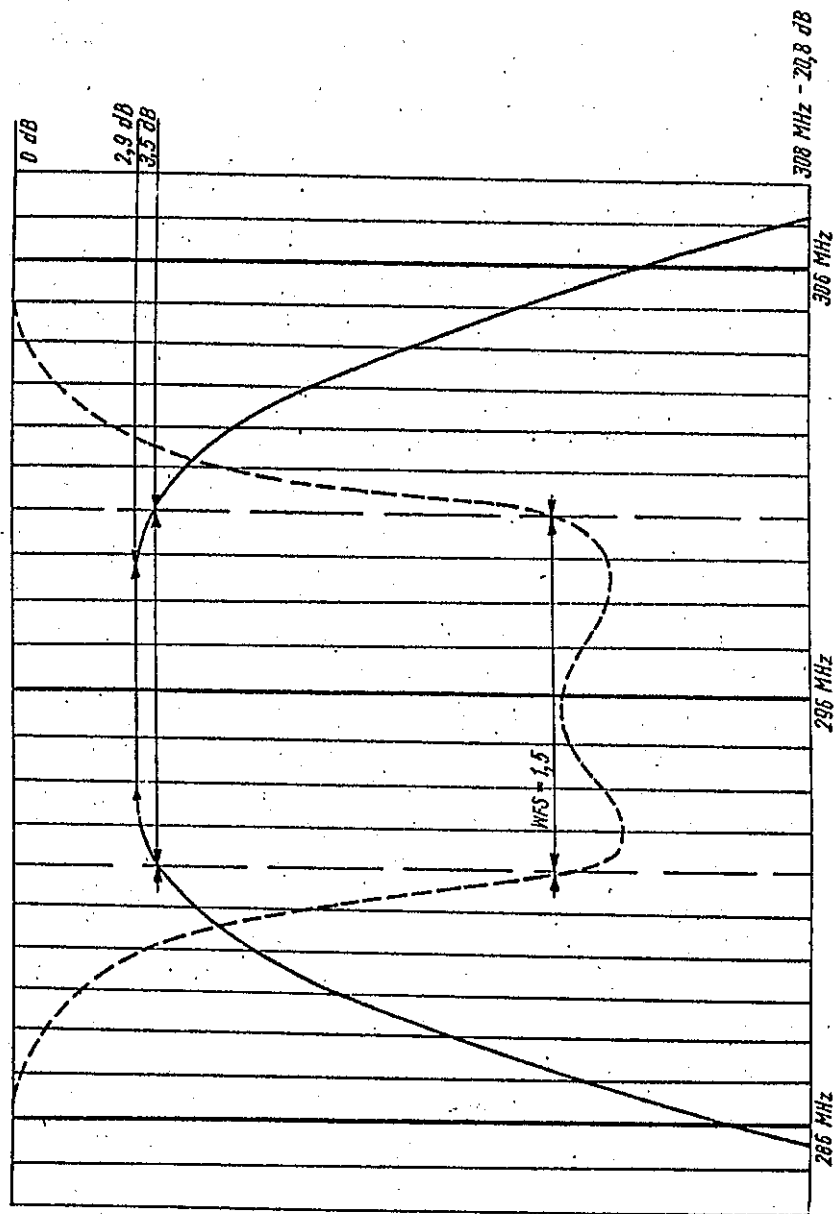


Rys. 10. Filtr helikalny 108 MHz;  
 $\Delta f = 0,5$  MHz,  $a_0 = 7,1$  dB  
 wyniki pomiarów: ———— często-  
 tliwościowo-amplitudowa charak-  
 terystyka filtru, ---- prze-  
 bieg wejściowego WFS





Rys. 11. Filtr komorowy 70 MHz;  $\Delta f = 8$  MHz;  $a_0 = 0.9$  dB;  $\Delta a_0 = 0.2$  dB  
 wyniki pomiarów: ——— częstotliwośćowo-amplitudowa charakterystyka filtru,  
 ----- przebieg wejściowego WFS



Rys. 12. Filtr komorowy 296 MHz;  $\Delta f = 8$  MHz;  $a_0 = 2,9$  dB;  $\Delta a_0 = 0,6$  dB  
 wyniki pomiarów: ———— częstotliwościowo-amplitudowa charakterystyka filtru,  
 ----- przebieg wejściowego WFS

- komorowy o częstotliwości środkowej 296 MHz i szerokości pasma przepustowego 8 MHz.

Wyniki pomiarów przedstawiono na kolejnych rysunkach 8, 9, 10, 11, 12.

Wielkość dopasowania impedancji wejściowej w pasmie przepustowym dla wszystkich modeli filtrów wynosiła  $WFS \leq 1,5$ .

#### 4. PODSUMOWANIE

Przeprowadzone badania na czterech modelach filtrów helikalnych z zakresu  $70 \div 300$  MHz wykazały dużą zgodność uzyskanych parametrów z założonymi. Metoda projektowania jest wystarczająco dokładna i umożliwia praktyczną realizację powyższych filtrów w zakresie  $30 \div 1000$  MHz. Poważnym atutem jest duża stromość zboczy pasma zaporowego, zaś mankamentem - powtarzanie pasma przepustowego dla nieparzystej wielokrotności  $f_0$ . Przeprowadzone badania termiczne wskazują na możliwość pracy filtrów w zakresie  $0-50^\circ\text{C}$  bez potrzeby kompensacji termicznej zmian parametrów elektrycznych. Obecna technologia wykonania uniemożliwia stosowanie ich w urządzeniach narażonych na ciągłe wibracje i udary. Zasilanie można zrealizować za pomocą dowolnego typu złączy umieszczonych bezpośrednio na korpusie filtru lub wyprowadzić je przewodami współosiowymi na dowolną odległość od jego korpusu. Możliwe jest również wyprowadzenie końcówek lutowniczych umożliwiających bezpośrednie lutowanie do druku. Koszty wykonania jednostkowego są dość duże, lecz możliwość unifikacji obudów czyni je podatnymi na serijną produkcję znacznie obniżając koszty jednostkowe.

Filtry komorowe mogą okazać się zdecydowanie praktyczniejszymi od analogicznych filtrów helikalnych w przypadku posiadania odpowiednich do tego celu regulowanych pojemności o wysokiej dobroci.

Wstępne wyniki są zachęcające, a zalety eksploatacyjne - takie, jak mniejsze gabaryty i masa, łatwość strojenia oraz właściwość niepowtarzania pasma przepustowego - mogą uczynić z nich atrakcyjnego konkurenta filtrów helikalnych. Jednakże

z uwagi na zastosowanie elementów skupionych obniżających wartość dobroci komór w stosunku do rezonatorów, ostatecznej odpowiedzi można będzie udzielić po przeprowadzeniu dalszych prób.

#### WYKAZ LITERATURY

1. Aleksiejew Ł., Znamieński A., Lotkova E.: Elektricheskiye filtry metrovo i decimetrovo diapazonow. Izdatielstwo "Swiaz", Moskwa 1976.
2. Barwanietz F., Christmann R., Ochs K.: Kanalselektive GA-breitband-verstärkeranlage. Funkschau 16, August 1979.
3. Cohen M.: Design techniques utilizing helical line resonators. Microwave Journal, May 1965.
4. Hanzel G.: Spis słowny po nazwach filtrów. Pieriod s angielsko. W. Starostina pod redakcją A. Znamieńskiego. Sowietsoje radio, Moskwa 1974.
5. Helical filters minimize loss and size. p. 63. Microwave Systems News, vol. 14, No 9. August 1984.
6. Macalpine W., Schildknecht R.: Coaxial resonators with helical inner conductor, pp. 2099-2105. Proceedings of the IEEE, 1979.
7. PN-79/T-05210. Antenowe instalacje zbiorowe. Ogólne wymagania i badania.
8. Zverev I., Blinichikoff H.J.: Realization of a filter with helical components. IEEE transactions on component parts, September 1961.

Войцех Паробчак

ВОЗМОЖНОСТИ ПРАКТИЧЕСКОГО ИСПОЛЬЗОВАНИЯ  
ГЕЛИКАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ В ТЕХНИКЕ КОЛЛЕКТИВНЫХ АНТЕНН

Р е з ю м е

Представлено некоторые вопросы связанные с конструкцией и проектированием геликальных фильтров. Рассмотрено их особенности и выбранные электрические и механические параметры. Приводятся номограммы для быстрого определения параметров геликальных фильтров для заданных электрических требований. Представлено концепцию и результаты испытаний камерных фильтров.

Wojciech Parobczak

POSSIBILITIES OF PRACTICAL UTILIZATION  
OF THE HELICAL FILTERS IN THE TECHNICS  
OF COMMUNITY ANTENNA INSTALLATIONS

S u m m a r y

Some problems were presented, related to the construction and designs of the helical filters. Their features and the selected electrical and mechanical parameters were discussed. The monograms were presented, enabling to quickly define the basic parameters of the helical filters for the given electrical requirements. The conception and the results of the chamber filters testing.

Wojciech Parobczak

**LES MOYENS D'UTILISATION PRATIQUE  
DES FILTRES HELICOIDALS  
POUR LES ANTENNES COLLECTIVES**

**Résumé**

On a démontré certains problèmes liés à la construction et aux calculs des paramètres techniques des filtres hélicoidals. Les caractéristiques électriques et mécaniques ont été décrites ainsi que les nomogrammes - mis en texte de l'article - permettant d'établir de façon rapide des caractéristiques des filtres hélicoidals en fonction des paramètres électriques exigés. La conception ainsi que les résultats des essais ont été présentés aussi.

Wojciech Parobczak

**MÖGLICHKEITEN DER PRAKTISCHEN AUSNUTZUNG  
DER HELICAL-FILTER  
IN DER TECHNIK DER GEMEINSCHAFTSANTENNE**

**Zusammenfassung**

Es wurden einige mit Konstruktion und Projektierung der Helical-Filter gebundene Probleme dargestellt. Es wurden deren Eigenschaften und ausgewählte elektrische und mechanische Parameter besprochen. Es wurden die Nomogramme gegeben, die die schnelle Bestimmung der Grundparameter der Helical-Filter für gegebene elektrische Forderungen ermöglichen. Es wurde die Konzeption und die Untersuchungsergebnisse der Kammer-Filter dargestellt.



Marian Ligmanowski

164.3

## WYZNACZANIE MINIMALNEGO POKRYCIA FUNKCJI LOGICZNYCH CZĘŚCIOWO OKREŚLONYCH

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dn. 1991.02.12.

Przedstawiono dwie metody wyznaczenia minimalnego pokrycia funkcji, nie wymagające tworzenia wszystkich możliwych podzbiorów pokrycia.

### 1. WPROWADZENIE

Funkcja logiczna  $f(x_1, \dots, x_n)$  jest nazywana częściowo określoną, jeżeli pełny zbiór wartości argumentów można podzielić na trzy rozłączne podzbiory  $\{x_i^1\}$ ,  $\{x_i^0\}$ ,  $\{x_i^\emptyset\}$ , dla których funkcja przyjmuje odpowiednio wartość 1, wartość 0, wartość dowolną.  $X_i$  oznacza tu ciąg wartości argumentów  $x_1, \dots, x_n$ ; całkowita liczba takich ciągów wynosi  $2^n$ . Funkcja jest nazywana niekiedy słabo określoną [2, 3, 6], jeżeli jest zadana dla niewielkiej liczby punktów, to znaczy łączna liczba elementów  $|\{x_i^1\}|$ ,  $|\{x_i^0\}|$  jest mała w stosunku do  $2^n$ .

Bardzo dogodnym sposobem minimalizacji funkcji słabo określonych jest wyznaczenie najpierw minimalnego pokrycia funkcji, to jest liczby wyrażeń wchodzących do normalnej postaci minimalnej funkcji, a dopiero później przez prostą redukcję tych wyrażeń - sprowadzającą się do wyeliminowania (skreślenia) niektórych liter (argumentów) - uzyskanie ostatecznej postaci minimalnej jako alternatywy (sumy logicznej) implikantów lub ewentualnie koniunkcji (iloczynu logicznego) implimentów. Sposób taki został podany przez autora w [5]. Podobne podejście jest wykorzystywane w [6], poszukiwanie jednak efektywnej



metody pokrycia zbioru elementów jest nadal aktualne, o czym jest mowa również w [3].

Celem artykułu jest przedstawienie dwóch metod wyznaczenia minimalnego pokrycia funkcji, umożliwiające następnie otrzymanie normalnej postaci minimalnej funkcji. Można przy tym ograniczyć się do postaci alternatywnej; uzyskanie postaci koniunkcyjnej jest możliwe przez zamianę miejscami podzbiorów  $\{x_i^1\}$  i  $\{x_i^0\}$ .

Przykład 1. Posłuży on do porównania z metodą podaną w [6].

Funkcja  $f(x_1, \dots, x_5)$  jest zadana tablicą 1.

Tablica 1

Podzbiory określające funkcję  $f(x_1, \dots, x_5)$

Nr. elementu zbioru $i$	$x_i^1$					Nr. elementu zbioru $i$	$x_i^0$				
	$x_1$	$x_2$	$x_3$	$x_4$	$x_5$		$x_1$	$x_2$	$x_3$	$x_4$	$x_5$
1	0	0	0	1	1	6	0	0	0	0	1
2	0	1	0	1	0	7	0	1	1	1	0
3	1	1	0	1	1	8	1	0	0	1	0
4	1	1	1	0	0	9	1	1	1	1	1
5	1	1	1	1	0						

Częścią wspólną elementów 1, 2 jest koniunkcja  $0-01-(\bar{x}_1 \bar{x}_3 x_4)$ . Jest to zarazem implikant funkcji, bo nie zawiera się w żadnym elemencie zbioru  $x_i^0$ . Wszystkie koniunkcje stanowiące pokrycie dwóch elementów zbioru  $x_i^1$  i będące implikantami funkcji zostały zestawione w tablicy 2. Następnie rozpatrzono pokrycia trzech elementów, które jednak nie okazały się implikantami i dlatego nie zostały zapisane w tabl. 2 (zawierają się w elementach  $x_i^0$ ).

Na podstawie wyznaczonych implikantów może być wybrane minimalne pokrycie funkcji. W przykładzie istnieją trzy pokrycia, z których każde zawiera trzy implikanty:

- 1) 1-2, 4-5, 3; 2) 1-3, 4-5, 2; 3) 1, 2-3, 4-5.

Tablica 2

Implikanty pokrycia funkcji  $f(x_1, \dots, x_5)$ 

Pokrycie elementów	Implikant	Implikant prosty
1-2	0-01-	0-01-
1-3	--011	--011
2-3	-101-	-10--
4-5	111-0	11--0 lub 1-1-0
3	11011	-10--
2	01010	-10--
1	00011	0-01- lub --011 lub 00-1- lub 0--11 lub -0-11

Minimalną normalną postać alternatywną funkcji otrzymuje się przez zastąpienie każdego implikantu prostym implikantem. Można sformułować algorytm przekształcania implikantu w implikant prosty. Zagadnienie to nie będzie tu rozpatrywane - sprowadza się do wyeliminowania (skreślenia) maksymalnej liczby liter, oddzielnie dla każdego implikantu wchodzącego do pokrycia funkcji. Implikanty proste zostały zapisane w ostatniej kolumnie tabl. 2 (w niektórych przypadkach dany implikant jest już prostym implikantem). Elementy 3, 2, 1 są również implikantami funkcji i mogą być zastąpione przez proste implikanty, jak to podano w drugiej części tabl. 2.

Ostatecznie otrzymuje się minimalne postacie funkcji:

$$f_1^I = \bar{x}_1 \bar{x}_3 x_4 \vee x_1 x_2 \bar{x}_5 \vee x_2 \bar{x}_3$$

$$f_2^I = \bar{x}_3 x_4 x_5 \vee x_1 x_2 \bar{x}_5 \vee x_2 \bar{x}_3$$

$$f_3^I = \bar{x}_1 \bar{x}_3 x_4 \vee x_2 \bar{x}_3 \vee x_1 x_2 \bar{x}_5 = f_1^I$$

$$f_3^{III} = \bar{x}_3 x_4 x_5 \vee x_2 \bar{x}_3 \vee x_1 x_2 \bar{x}_5 = f_2^I$$

$$f_3^V = \bar{x}_1 \bar{x}_2 x_4 \vee x_2 \bar{x}_3 \vee x_1 x_2 \bar{x}_5$$

$$f_3^{VII} = \bar{x}_1 x_4 x_5 \vee x_2 \bar{x}_3 \vee x_1 x_2 \bar{x}_5$$

$$f_3^{IX} = \bar{x}_2 x_4 x_5 \vee x_2 \bar{x}_3 \vee x_1 x_2 \bar{x}_5$$

$$f_1^{II} = \bar{x}_1 \bar{x}_3 x_4 \vee x_1 x_3 \bar{x}_5 \vee x_2 \bar{x}_3$$

$$f_2^{II} = \bar{x}_3 x_4 x_5 \vee x_1 x_3 \bar{x}_5 \vee x_2 \bar{x}_3$$

$$f_3^{II} = \bar{x}_1 \bar{x}_3 x_4 \vee x_2 \bar{x}_3 \vee x_1 x_3 \bar{x}_5 = f_1^{II}$$

$$f_3^{IV} = \bar{x}_3 x_4 x_5 \vee x_2 \bar{x}_3 \vee x_1 x_3 \bar{x}_5 = f_2^{II}$$

$$f_3^{VI} = \bar{x}_1 \bar{x}_2 x_4 \vee x_2 \bar{x}_3 \vee x_1 x_3 \bar{x}_5$$

$$f_3^{VIII} = \bar{x}_1 x_4 x_5 \vee x_2 \bar{x}_3 \vee x_1 x_3 \bar{x}_5$$

$$f_3^X = \bar{x}_2 x_4 x_5 \vee x_2 \bar{x}_3 \vee x_1 x_3 \bar{x}_5$$

Oczywiście nie ma potrzeby rozpatrywania wszystkich postaci minimalnych, wystarczy wybrać jedno pokrycie funkcji i ewentualnie jedynie sprawdzić, że do pokrycia wchodzi zawsze dwa proste implikanty 3-literowe i jeden 2-literowy. Z pewnością jednak gdyby wyznaczać najpierw wszystkie proste implikanty funkcji, to znaczy dla poszczególnych elementów podzbioru  $\{x_i^1\}$ , liczba analizowanych rozwiązań, z których wyznacza się postać minimalną, byłaby jeszcze większa.

W ogólnym przypadku wyznacza się wszystkie maksymalne podzbiory elementów postaci  $i_1-i_2-...-i_k$ , eliminuje podzbiory przez nie pochłaniane, tworzy tablicę pokrycia, w której wierszach powinny być zapisane wszystkie pozostałe po tej operacji podzbiory elementów, a w kolumnach tablicy - elementy zbioru  $\{x_i^1\}$ . Dla tej tablicy należy znaleźć pokrycie minimalne, to jest pokrywające wszystkie elementy zbioru  $\{x_i^1\}$  i zawierające minimalną liczbę podzbiorów pokrywających te elementy. W przypadku gdy  $n$  jest rzędu kilkudziesięciu oraz liczby elementów zbiorów  $\{x_i^1\}$ ,  $\{x_i^0\}$  też są tego rzędu lub nawet większe, wyznaczenie wszystkich maksymalnych podzbiorów pokrycia (to jest takich, które już nie mogą być powiększone) oraz znalezienie pokrycia minimalnego może okazać się praktycznie niewykonalne bez zastosowania komputera.

Z tego względu zostaną przedstawione dwie nowe metody, których celem jest uzyskanie ścisłego pokrycia minimalnego, zawierającego  $L = L_{\min}$  implikantów. Pierwsza metoda zmierza do  $L_{\min}$  od dołu, a więc od wartości mniejszych od  $L_{\min}$ , metoda druga - od góry.

## 2. METODA KOJARZENIA ELEMENTÓW

Cechą charakterystyczną metody jest:

- wybór pewnych elementów ze zbioru  $\{x_i^1\}$ , które można by nazwać elementami podstawowymi, przy czym dla elementów takich wspólny implikant nie istnieje;
- kojarzenie elementów w ten sposób, że:

- a) dla każdego elementu podstawowego "i" wyznacza się elementy "j" tak, że istnieje implikant wspólny i-j; elementy j mogą (nie muszą) wchodzić do wspólnego podzbioru z elementem "i" oraz będą zapisywane w nawiasie obok elementu podstawowego;
- b) rozpatruje się dwa przypadki: elementy i, j wchodzi do tego samego podzbioru oraz elementy i, j wchodzi do różnych podzbiorów;
- c) ustala się liczbę L podzbiorów tworzących pokrycie zbioru  $\{x_i^1\}$ .

Przykład 2 [2]. Tablica 3 określa funkcję 12 zmiennych.

Tablica 3

Określenie funkcji 12 zmiennych

Nr elementu zbioru 1	$x_i^1$											
	$x_1$	$x_2$	$x_3$	$x_4$	$x_5$	$x_6$	$x_7$	$x_8$	$x_9$	$x_{10}$	$x_{11}$	$x_{12}$
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1
2	0	0	0	0	0	1	0	1	1	0	0	0
3	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0
4	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	1	0
5	0	0	0	0	1	1	1	1	0	1	1	1
6	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
7	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
8	0	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	0
9	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
10	0	1	1	0	0	0	0	1	0	1	0	0
11	0	1	1	1	0	0	0	1	0	1	1	0
12	0	1	1	1	0	1	1	1	0	1	1	1
13	1	1	1	0	0	0	0	1	0	1	0	0
14	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1
15	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1
16	1	1	1	1	0	0	0	1	1	1	1	1
17	1	1	1	1	1	0	0	0	1	0	0	1
18	1	1	1	1	1	0	0	0	1	0	1	0
19	1	1	1	1	1	0	0	0	1	0	1	1
20	1	1	1	1	1	0	1	0	0	1	1	0
21	1	1	1	1	1	0	1	0	0	1	1	1
22	1	1	1	1	1	1	1	0	0	1	1	0
23	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1

cd. tablicy 3

Nr elementu zbioru 1	$x_1^0$											
	$x_1$	$x_2$	$x_3$	$x_4$	$x_5$	$x_6$	$x_7$	$x_8$	$x_9$	$x_{10}$	$x_{11}$	$x_{12}$
24	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0
25	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0
26	0	0	0	0	1	1	1	1	0	1	1	0
27	0	0	0	0	1	1	1	1	0	1	1	1
28	0	0	0	1	1	1	0	1	0	1	1	0
29	0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1
30	0	1	1	0	0	0	1	1	0	0	0	0
31	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1
32	1	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	0
33	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1
34	1	1	1	0	0	0	0	1	0	0	0	1
35	1	1	1	1	1	0	1	1	0	1	1	0
36	1	1	1	1	1	0	1	1	0	1	0	1
37	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1
38	1	1	1	1	1	1	0	0	1	1	1	0
39	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	1
40	1	1	1	1	1	1	1	0	0	1	1	1
41	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	1	1
42	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	1
43	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0
44	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1

Pierwszy element podstawowy wybiera się w sposób przypadkowy. Niech  $i = 6$ . Następnie tworzy się wszystkie możliwe podzbiory dwuelementowe z udziałem elementu 6 (tablica 4). Podzbiory, dla których implikant nie istnieje oznaczono x.

Jako drugi element podstawowy przyjęto 5 (nie ma wspólnego implikantu z elementem 6). Z elementami tymi związane są dwa podzbiory, które można zapisać w postaci:

$$6(1,2,3,4,7,8,9,10,11,13,14,17,18,19,20,21,22), \quad 5(12,15,16,23)$$

Tablica 4

Podzbiory dwuelementowe dla  $i = 6$ 

Pokrycie elemen- tów	Wspólna koniunkcja $x_1 \dots x_6 \quad x_7 \dots x_{12}$		Pokrycie elemen- tów	Wspólna koniunkcja $x_1 \dots x_6 \quad x_7 \dots x_{12}$	
6-1	00-000	000---	6-13	--1000	0-0-00
6-2	00-00-	0--000	6-14	00-000	0-000-
6-3	00-0--	000000	6-15 x	---000	0-000-
6-4	00-0--	-000-0	6-16 x	--1-00	0-----
6-5 x	00-0--	--0---	6-17	--1--0	00-00-
6-7	001-00	000000	6-18	--1--0	00-0-0
6-8	001---	--0--0	6-19	--1--0	00-0--
6-9	001---	-----	6-20	--1--0	-00--0
6-10	0-1000	0-0-00	6-21	--1--0	-00---
6-11	0-1-00	0-0--0	6-22	--1---	-00--0
6-12 x	0-1-0-	--0---	6-23 x	--1---	--0---

W pierwszym nawiasie zostały zapisane elementy  $j$  tworzące implikanty z elementem  $i = 6$  (z tablicy 4), w drugim nawiasie - pozostałe elementy. Z kolei należy sprawdzić, czy istnieją wspólne implikanty elementu 5 z elementami występującymi w drugim nawiasie. Okazuje się, że wspólny implikant istnieje tylko dla elementów 5, 12 i 5, 23, wybiera się zatem następny element podstawowy, np. 15:

$$5(12, 23), \quad 15(16)$$

Nie istnieje jednak implikant 15-16, dlatego ostatecznie można zapisać:

$$6(1, 2, 3, 4, 7, 8, 9, 10, 11, 13, 14, 17, 18, 19, 20, 21, 22), \quad 5(12, 23), \quad 15, \quad 16 \quad (1)$$

Wynika stąd, że każde pokrycie funkcji musi zawierać co najmniej cztery podzbiory ( $L \geq 4$ ) reprezentowane przez elementy podstawowe 6, 5, 15, 16. Rozwiązanie określające przyporządkowanie wszystkich elementów zbioru  $\{x_i^1\}$  do poszczególnych podzbiorów może być otrzymane drogą odpowiednich przekształceń postaci wyjściowej (1).

Dla zmniejszenia liczby kroków potrzebnych do uzyskania rozwiązania zaleca się następujący tok postępowania. Najpierw rozpatruje się elementy zapisane w nawiasie występującym z prawej strony. Jeżeli w nawiasie znajdują się dwa takie elementy, które dołączone do elementu podstawowego nie tworzą implikantu, to jeden z nich musi być usunięty z podzbioru zawierającego dany element podstawowy. W tym przypadku implikant 5-12-23 istnieje, dlatego rozpatrywane mogą być tylko elementy zapisane w pierwszym nawiasie. Można również wybrać taki element występujący w nawiasie, który nie tworzy implikantu ze wszystkimi elementami podstawowymi zapisanymi z prawej strony. Warunek ten spełnia np. element 3, gdyż nie istnieje żaden z implikantów 5-3, 15-3, 16-3. Możliwe są dwa przypadki - element 3 jest kojarzony z elementem podstawowym 6 oraz 3 nie jest kojarzony z 6, co można zapisać:

$$6-3(1,2,4,7,8,9,10,11,13,14,17,18,19,20,21,22), 5(12,23), 15, 16, L=4 \quad (2)$$

$$6(1,2,4,7,8,9,10,11,13,14,17,18,19,20,21,22), 5(12,23), 15, 16, 3 L=5 \quad (3)$$

W przypadku (3) element 3 jest nowym elementem podstawowym. W przypadku (2) z pierwszego nawiasu eliminuje się z kolei elementy nie tworzące implikantu z 6-3, to jest: 2,8,9,10,11,13,14,21. Elementy te mogą być zapisane przy następnym elemencie podstawowym:

$$6-3(1,4,7,17,18,19,20,22), 5(12,23,2,8,9,10,11,13,14,21), 15, 16 \quad (2a)$$

Następnie z drugiego nawiasu eliminuje się elementy nie tworzące implikantu z elementem 5:

$$6-3(1,4,7,17,18,19,20,22), 5(12,23,9,14), 15(2,8,10,11,13,21), 16 \quad (2b)$$

Postępując dalej w ten sposób otrzymuje się ostatecznie

$$6-3(1,4,7,17,18,19,20,22), 5(12,23,9,14), 15, 16(2,10,11,13), 8, 21, L=6 \quad (2c)$$

W wyniku przekształcenia zapisu (1) liczba podzbiorów okazała się  $L \geq 5$  dla (3) oraz  $L \geq 6$  dla (2c).

W przypadku (2c) w nawiasie przy 6-3 występują elementy 1, 20, dla których nie istnieje wspólny implikant 6-3-1-20, dlatego jeden z elementów 1, 20 może być wyeliminowany:

$$6-3-20(4,7,22), 5(12,23,9,14,1), 15, 16(2,10,11,13,17,18,19), 8, 21, L=6 \quad (4)$$

$$6-3(1,4,7,17,18,19,22), 5(12,23,9,14), 15, 16(2,10,11,13), 8, 21(20) L=6 \quad (5)$$

W zapisie (4) istnieje implikant 6-3-20-4-7-22, nie istnieje natomiast 5-23-1, stąd:

$$3-4-6-7-20-22, 5-1(12,14), 15, 16(2,10,11,13,17,18,19), 8(23,9), 21 L=6 \quad (6)$$

$$3-4-6-7-20-22, 5(12,23,9,14), 15, 16(2,10,11,13,17,18,19,1), 8, 21 L=6 \quad (7)$$

Z kolei istnieje w (6) implikant 5-1-12-14 i nie istnieje 16-2-10:

$$3-4-6-7-20-22, 5-1-12-14, 15, 16-10(11,13), 8(23,9), 21(17,18,19), 2 L=7 \quad (8)$$

$$3-4-6-7-20-22, 5-1-12-14, 15, 16(2,11,13,17,18,19), 8(23,9,10), 21 L=6 \quad (9)$$

Okazuje się, że istnieją implikanty 16-10-11-13, 8-23-9 i 21-17-18-19, zatem zapis (8) przedstawia rozwiązanie dla  $L=7$ .

Zastosowane sposoby przekształceń mają charakter ogólny, przy czym można najpierw rozpatrywać przypadki o najmniejszej liczbie  $L$ , co sprawia, że pierwsze znalezione rozwiązanie przedstawia pokrycie minimalne. Liczba przeprowadzanych operacji jest wówczas znaczna i dlatego przekształcano najpierw ten zapis, który wymaga mniej operacji do otrzymania wyniku końcowego. Dla uzyskania  $L = \min$  trzeba wówczas sprawdzić, czy jest możliwe rozwiązanie dla mniejszej wartości  $L$ , w danym przykładzie dla  $L=6$ .

Sposób przekształceń może być wówczas uproszczony ze względu na ustaloną wartość  $L$ . Np. zapis (5) dla  $L=6$  można przekształcić następująco. Element 2 nie tworzy implikantu z elementami podstawowymi 8, 21, dlatego jedyna możliwość to utworzenie implikantu 16-2. Wówczas:



6-3(1,4,7,17,18,19,22), 5(12,23,9,14), 15, 16-2, 8(10,11),

21(20), 13 (5a)

Element 13 nie może być dołączony ani do 8 ani do 21, staje się więc nowym elementem podstawowym, dlatego z (5) nie można otrzymać rozwiązań o  $L=6$  podzbiorach. W podobny sposób można pokazać, że rozwiązanie z  $L=6$  nie istnieje dla (9), (7), (3). Wobec tego rozwiązanie określone przez (8) dla  $L=7$  jest jednym z rozwiązań minimalnych, bo okazuje się, że istnieje więcej rozwiązań (równoważnych) dla  $L=7$ , które mogą być otrzymane z (9), (7), (5), (3). Rozwiązanie (8) zostało przedstawione w tablicy 4a, w której dla każdego podzbioru podano tylko jeden implikant prosty, jeżeli jest ich więcej (o tej samej najmniejszej liczbie liter).

Tablica 4a

Zestawienie implikantów wchodzących do rozwiązania

Pokrycie elementów	Odpowiadający implikant	Implikant prosty
3-4-6-7-20-22	----- 00--0	----- 00--0
5-1-12-14	0----- --0--1	0----- --0--1
15	110000 010001	-10--- ----1
16-10-11-13	-11-00 01-1--	--1-0- ---1--
8-9-23	--1111 11-11-	--1--1 -1-11-
17-18-19-21	111110 -0----	--1--0 -0----
2	000001 011000	----01 -----

Na podstawie tabl. 4a można zapisać minimalną postać funkcji:

$$f = \bar{x}_8 \bar{x}_9 \bar{x}_{12} \vee \bar{x}_1 \bar{x}_9 x_{12} \vee x_2 \bar{x}_3 x_{12} \vee x_3 \bar{x}_5 x_{10} \vee x_3 x_6 x_8 x_{10} x_{11} \vee x_3 \bar{x}_6 \bar{x}_8 \vee \bar{x}_5 x_6$$

Okazało się, że rozpatrywana funkcja nie zależy od argumentów  $x_4$ ,  $x_7$ . Można pokazać metodą podaną w [4], że funkcja zadana tablicą 3 nie może być przedstawiona za pomocą mniejszej liczby argumentów niż 9. Wyeliminowanie jednak zbędnych argumentów wymaga wykonania znacznej liczby operacji, w danym przykładzie większej niż to jest niezbędne do przeprowadzenia

minimalizacji, dlatego nie wydaje się to celowe. Ponadto przy wyznaczeniu pokrycia liczba argumentów funkcji nie ma bezpośredniego wpływu na przebieg obliczeń, który jest uzależniony przede wszystkim od liczności zbiorów  $\{x_i^1\}$ ,  $\{x_i^0\}$ .

Przy dokonywanych przekształceniach podzbiorów w każdym kroku liczba możliwych przypadków zwiększa się o jeden, przy czym liczba operacji (potrzebnych do uzyskania rozwiązania) zależy od wyboru elementu, kojarzonego z elementem podstawowym, co jest pewną niedogodnością metody. Dlatego zostanie przedstawiona jeszcze inna metoda, bardziej efektywna. Należy jednak zaznaczyć, że w stosunku do metody dotychczas znanej wymagającej tworzenia "tablicy pokrycia" (analogicznej do tablicy implikantów Quine'a) podana metoda wydaje się korzystniejsza, bo nie trzeba znajdować wszystkich możliwych maksymalnych podzbiorów elementów, które mogłyby wejść do pokrycia funkcji.

### 3. METODA TABLICOWA

Metoda, którą można nazwać metodą tablicową ma tę zaletę, że "kierunek" dochodzenia do poszukiwanego rozwiązania jest całkowicie jednoznaczny i polega na upraszczaniu pewnej tablicy liczb przez skreślanie odpowiednich liczb i wierszy.

Sporządzenie tablicy wyjściowej wymaga znalezienia dla każdego elementu "i" zbioru  $\{x_i^1\}$  elementów "j", które tworzą wspólny implikant i-j, analogicznie jak w metodzie poprzedniej, jednak obecnie dotyczy to wszystkich elementów "i". Dla przykładu 2 otrzymuje się tablicę 5. Z lewej strony tablicy zapisano w pierwszej kolumnie numery elementów "i", określone tablicą 3 i stanowiące zarazem numery wierszy. Po prawej stronie tablicy zapisano numery "j", które np. w wierszu 6 pokrywają się z numerami zapisanymi w pierwszym nawiasie w (1). W wierszu 15 nie ma numerów "j", to znaczy nie istnieje pokrycie wspólne dla dwóch lub więcej elementów z udziałem elementu 15. Element 15 musi wchodzić do pokrycia minimalnego jako podzbiór jednoelementowy.

Tablica 5

## Pokrycia dwuelementowe i-j

1	3 4 5 6 7 10 11 12 13 14 16 17 19 20 21
2	3 4 6 7 10 11 12 13 14 16 17 18 19
3	1 2 4 6 7 17 18 19 20 22
4	1 2 3 6 7 18 19 20 22
5	1 9 12 14 23
6	1 2 3 4 7 8 9 10 11 13 14 17 18 19 20 21 22
7	1 2 3 4 6 8 9 10 11 12 13 14 16 17 18 19 20 21 22
8	6 7 9 10 11 12 22 23
9	5 6 7 8 10 11 12 23
10	1 2 6 7 8 9 11 12 13 14 16 18
11	1 2 6 7 8 9 10 12 13 14 16 17 18 19
12	1 2 5 7 8 9 10 11 13 14 16 23
13	1 2 6 7 10 11 12 16 18
14	1 2 5 6 7 10 11 12
15	-
16	1 2 7 10 11 12 13 17 18 19
17	1 2 3 6 7 11 16 18 19 20 21
18	2 3 4 6 7 10 11 13 16 17 19 20 21
19	1 2 3 4 6 7 11 16 17 18 20 21
20	1 3 4 6 7 17 18 19 21 22
21	1 6 7 17 18 19 20
22	3 4 6 7 8 20
23	5 8 9 12

Najmniej elementów zawiera wiersz 23, dlatego uproszczenie tablicy wygodnie jest rozpocząć od tego wiersza. Mogą być utworzone podzbiory (wiersz 23):

23-5(8, 9, 12) lub

23(8, 9, 12),

to jest z udziałem elementu 5 (a więc 23-5) i bez tego elementu, to znaczy podzbiór zawierający element 23 i ewentualnie (8,9,12). Według tej samej zasady drugi podzbiór można przekształcić:

23-8(9,12),

23(9,12).

Z tablicy 5, wiersz 5 wynika, że nie istnieje implikant 5-8, dlatego pierwszy podzbiór może być zapisany jako 23-5(9,12). Na podstawie tablicy 3 można ustalić, że implikantami są podzbiory 23-5-9-12 i 23-8-9-12 (pozostałe podzbiory zawierają się w nich).

Podzbiory dla danego wiersza można też zapisywać standardowo:

23-5(8,9,12),

23-8(9,12),

23-9(12),

23-12,

skreślając te numery w nawiasach, dla których wspólny implikant z elementami występującymi przed nawiasem nie istnieje.

Ze względu na to, że otrzymuje się dwa różne podzbiory, tablicę 5 można zastąpić dwiema nowymi tablicami 6 i 7. W górnej części tabl. 6 zapisano dotąd ustalone podzbiory, to jest 15, 23-5-9-12, zaznaczając w nawiasie numer tablicy, z której została ona otrzymana (z T5). Tabl. 6 powstała z tabl. 5 przez skreślenie wierszy, których numery występują w utworzonych podzbiórach, to jest 15, 23, 5, 9, 12 oraz tych samych numerów występujących w innych wierszach. Analogicznie otrzymano tablicę 7, w której występują podzbiory 15, 23-8-9-12.

W tabl. 6 najmniej liczb występuje w wierszu 8, dla którego można utworzyć podzbiory:

8-6(7,10,11,22)

8-7(10,11,22)

8-10(11,22)

8-11(22)

8-22

Ostatecznie otrzymuje się podzbiory: 8-6-7, 8-7-11, 8-10-11, 8-22. Wybierając pierwszy podzbiór 8-6-7 sporządzono tablicę 8:

Tablica 6

Pokrycia dla wybranych podzbiorów (przypadek pierwszy)

15,	23-5-9-12	(z T5)
1	3 4 6 7 10 11 13 14 16 17 19 20 21	
2	3 4 6 7 10 11 13 14 16 17 18 19	
3	1 2 4 6 7 17 18 19 20 22	
4	1 2 3 6 7 18 19 20 22	
6	1 2 3 4 7 8 10 11 13 14 17 18 19 20 21 22	
7	1 2 3 4 6 8 10 11 13 14 16 17 18 19 20 21 22	
8	6 7 10 11 22	
10	1 2 6 7 8 11 13 14 16 18	
11	1 2 6 7 8 10 13 14 16 17 18 19	
13	1 2 6 7 10 11 16 18	
14	1 2 6 7 10 11	
16	1 2 7 10 11 13 17 18 19	
17	1 2 3 6 7 11 16 18 19 20 21	
18	2 3 4 6 7 10 11 13 16 17 19 20 21	
19	1 2 3 4 6 7 11 16 17 18 20 21	
20	1 3 4 6 7 17 18 19 21 22	
21	1 6 7 17 18 19 20	
22	3 4 6 7 8 20	

Tablica 7

Pokrycia dla wybranych podzbiorów (przypadek drugi)

15,	23-8-9-12	(z T5)
1	3 4 5 6 7 10 11 13 14 16 17 19 20 21	
2	3 4 6 7 10 11 13 14 16 17 18 19	
3	1 2 4 6 7 17 18 19 20 22	
4	1 2 3 6 7 18 19 20 22	
5	1 14	
6	1 2 3 4 7 10 11 13 14 17 18 19 20 21 22	
7	1 2 3 4 6 10 11 13 14 16 17 18 19 20 21 22	
10	1 2 6 7 11 13 14 16 18	
11	1 2 6 7 10 13 14 16 17 18 19	
13	1 2 6 7 10 11 16 18	
14	1 2 5 6 7 10 11	
16	1 2 7 10 11 13 17 18 19	
17	1 2 3 6 7 11 16 18 19 20 21	
18	2 3 4 6 7 10 11 13 16 17 19 20 21	
19	1 2 3 4 6 7 11 16 17 18 20 21	
20	1 3 4 6 7 17 18 19 21 22	
21	1 6 7 17 18 19 20	
22	3 4 6 7 20	

Tablica 8

Pokrycia dla podzbiorów otrzymanych z tabl. 6  
(przypadek pierwszy)

15,	23-5-9-12, 8-6-7	(z T6)
1	3 4 10 11 13 14 16 17 19 20 21	
2	3 4 10 11 13 14 16 17 18 19	
3	1 2 4 17 18 19 20 22	
4	1 2 3 18 19 20 22	
10	1 2 11 13 14 16 18	
11	1 2 10 13 14 16 17 18 19	
13	1 2 10 11 16 18	
14	1 2 10 11	
16	1 2 10 11 13 17 18 19	
17	1 2 3 11 16 18 19 20 21	
18	2 3 4 10 11 13 16 17 19 20 21	
19	1 2 3 4 11 16 17 18 20 21	
20	1 3 4 17 18 19 21 22	
21	1 17 18 19 20	
22	3 4 20	

W tablicy 8 wiersz 22 zawiera tylko trzy liczby i okazuje się, że istnieje podzbiór 22-3-4-20, będący implikantem, otrzymuje się więc tylko jedną uproszczoną tablicę - tabl. 9. Z wiersza 21 tej tablicy można utworzyć dwa podzbiory: 21-1-17-19 i 21-17-18-19. Tablica 10 dla pierwszego z nich może być dalej przekształcona przez wybór podzbioru 14-2-10-11 - tablica 11. Okazuje się, że podzbiór 13-16-18 nie jest implikantem, można więc utworzyć dwa podzbiory, np. 13-16 i 18. Znalezione pokrycie zawiera  $L = 8$  podzbiorów.

Chcąc znaleźć pokrycie minimalne należy sprawdzić, czy jest możliwe osiągnięcie  $L = 7$ . Wracając do tabl. 9 i przyjmując drugi możliwy podzbiór, to jest 21-17-18-19, szacuje się, ile podzbiorów wystarcza do uzyskania pokrycia wszystkich wierszy tablicy, bez wyznaczania podzbiorów będących implikantami. Dla zaznaczenia tego faktu podzbiory takie będą zapisywane w nawiasach, przy czym będą to podzbiory odpowiadające wierszom o najmniejszej liczbie elementów.

Tablica 9

Pokrycia dla podzbiorów  
otrzymanych z tabl. 8

15, 23-5-9-12, 8-6-7, 22-3-4-20 (z T8)	
1	10 11 13 14 16 17 19 21
2	10 11 13 14 16 17 18 19
10	1 2 11 13 14 16 18
11	1 2 10 13 14 16 17 18 19
13	1 2 10 11 16 18
14	1 2 10 11
16	1 2 10 11 13 17 18 19
17	1 2 11 16 18 19 21
18	2 10 11 13 16 17 19 21
19	1 2 11 16 17 18 21
21	1 17 18 19

Tablica 10

Pokrycia dla podzbiorów otrzymanych  
z tabl. 9 (przypadek pierwszy)

15, 23-5-9-12, 8-6-7, 22-3-4-20, 21-1-17-19 (z T9)	
2	10 11 13 14 16 18
10	2 11 13 14 16 18
11	2 10 13 14 16 18
13	2 10 11 16 18
14	2 10 11
16	2 10 11 13 18
18	2 10 11 13 16

Tablica 11

Pokrycia dla podzbiorów  
otrzymanych z tabl. 10

15, 23-5-9-12, 8-6-7, 22-3-4-20, 21-1-17-19, 14-2-10-11 (z T10)	
13	16 18
16	13 18
18	13 16

Dla tabl. 9 będą to podzbiory:

21-17-18-19 (stanowiący implikant), (14,1,2,10,11), (13,16).

Oszacowanie daje w tym przypadku  $L=4+3=7$  podzbiorów, ale dalsza analiza tych podzbiorów lub przekształcenie tablicy daje wynik negatywny ( $L > 7$ ).

Z kolei należy rozpatrzyć pozostałe podzbiory dla tabl. 6. Otrzymuje się następujące oszacowania:

8-7-11, (22,3,4,6,20), (14,1,2,10), (21,17,18,19), (13,16,18), ale podzbiór 13-16-18 nie jest implikantem, zatem  $L > 7$ ,

8-10-11, (14,1,2,6,7), (22,3,4,20), (13,16,18), 10, (21,17,18,19),  $L > 7$ ,

8-22, (14,1,2,6,7,10,11), (21,17,18,19,20), (4,3), (13,16).

Ostatni przypadek wskazuje na możliwość otrzymania rozwiązania dla  $L=7$ , dlatego sporządzono tablice 12 i 13.

Z tabl. 13 uzyskuje się pokrycie z udziałem podzbiorów: 21-17-18-19-20, 4-2-3, 13-16 ( $L=7$ ).

Tablica 12

Pokrycia dla podzbiorów otrzymanych z tabl. 6  
(przypadek drugi)

15,	23-5-9-12,	8-22	(z T6)
1	3 4 6 7 10 11 13 14 16 17 19 20 21		
2	3 4 6 7 10 11 13 14 16 17 18 19		
3	1 2 4 6 7 17 18 19 20		
4	1 2 3 6 7 18 19 20		
6	1 2 3 4 7 10 11 13 14 17 18 19 20 21		
7	1 2 3 4 6 10 11 13 14 16 17 18 19 20 21		
10	1 2 6 7 11 13 14 16 18		
11	1 2 6 7 10 13 14 16 17 18 19		
13	1 2 6 7 10 11 16 18		
14	1 2 6 7 10 11		
16	1 2 7 10 11 13 17 18 19		
17	1 2 3 6 7 11 16 18 19 20 21		
18	2 3 4 6 7 10 11 13 16 17 19 20 21		
19	1 2 3 4 6 7 11 16 17 18 20 21		
20	1 3 4 6 7 17 18 19 21		
21	1 6 7 17 18 19 20		



Tablica 13

Pokrycia dla podzbiorów otrzymanych  
z tabl. 12 (przypadek pierwszy)

15, 23-5-9-12, 8-22, 14-1-6-7-10-11 (z T12)	
2	3 4 13 16 17 18 19
3	2 4 17 18 19 20
4	2 3 18 19 20
13	2 16 18
16	2 13 17 18 19
17	2 3 16 18 19 20 21
18	2 3 4 13 16 17 19 20 21
19	2 3 4 16 17 18 20 21
20	3 4 17 18 19 21
21	17 18 19 20

Tablica 14

Pokrycie minimalne

Pokrycie elementów	Odpowiadający implikant	Implikant prosty
15	110000 010001	-10--- ----1
5-9-12-23	-----1 11-111	-----1 -1-111
8-22	--1111 1-0110	--1--1 --0--0
1-6-7-10-11-14	0---00 0-0---	0---0- 0-0---
17-18-19-20-21	111110 -0----	--1--0 -0----
2-3-4	0000-1 ---0-0	-----1 ---0-0
13-16	111-00 01-1--	--1-0- ---1--

Pozostaje sprawdzić oszacowanie pokrycia dla tabl. 7 i  $L=6$ :

(5,1,14), (22,3,4,6,7,20), (21,17,18,19), (13,2,10,11,16).

Nie istnieje jednak implikant 13-2-16, dlatego pokrycie odpowiadające tabl. 13 i przedstawione szczegółowo w tabl. 14 jest pokryciem minimalnym. Inne ewentualne rozwiązania minimalne (dla  $L=7$ ) nie zostały wyznaczone.

Na podstawie tablicy 14, w której podano dla każdego podzbioru tylko jeden implikant prosty, minimalna postać funkcji jest następująca:

$$f = x_2 \bar{x}_3 x_{12} \vee x_6 x_8 x_{10} x_{11} x_{12} \vee x_3 x_6 \bar{x}_9 \bar{x}_{12} \vee \bar{x}_1 \bar{x}_5 \bar{x}_7 \bar{x}_9 \vee x_3 \bar{x}_6 \bar{x}_8 \vee x_6 \bar{x}_{10} \bar{x}_{12} \vee x_3 \bar{x}_5 x_{10}.$$

Na zakończenie warto zaznaczyć, że dzięki uwzględnieniu w tablicy wyjściowej (tabl. 5) wszystkich elementów stanowiących implikanty i-j zbioru  $\{X_i^1\}$ , którego pokrycie jest poszukiwane, istnieje możliwość wyboru wiersza zawierającego minimum elementów, dzięki czemu zmniejsza się liczba "rozgałęzień", to jest przypadków, które należy dalej rozpatrywać. Ponadto podane metody mogą być bez żadnych zmian stosowane do minimalizacji tak jednej funkcji logicznej, jak i zbioru funkcji (układy logiczne wielowyjściowe). W tym ostatnim przypadku pokrycie znajduje się dla zbioru stanowiącego sumę zbiorów odnoszących się do poszczególnych funkcji.

#### WYKAZ LITERATURY

1. Dudek W.: Metoda redukcji quasi-implikantów w teorii układów przełączających. Część I. Układy kombinacyjne. Zeszyt 90. AGH, Kraków 1978.
2. Dudek W.: Metoda redukcji... (jw.). Część II. Wybrane zagadnienia minimalizacji układów kombinacyjnych. Zeszyt 688. AGH, Kraków 1979.
3. Dudek W.: Metoda redukcji... (jw.). Część III. Funkcje logiczne słabo określone. Wiązania wieloargumentowe. Zeszyt 875. AGH, Kraków 1982.
4. Ligmanowski M.: Metoda minimalizacji funkcji logicznych. Prace Instytutu Maszyn Matematycznych, nr 1, 1986.
5. Łuba T.: Synteza wielopoziomowych układów logicznych. Wyd. Pol. Warsz., z. 79, Warszawa 1988.
6. Zakrevskij A.D.: Algoritmy sinteza diskretnych awtomatow. "Nauka", Moskwa 1971.

Марян Лигмановски

**НАХОЖДЕНИЕ КРАТЧАЙШЕГО ПОКРЫТИЯ НЕПОЛНОСТЬЮ  
ОПРЕДЕЛЕННЫХ ЛОГИЧЕСКИХ ФУНКЦИЙ**

**Р е з ю м е**

Представлено два метода нахождения кратчайшего покрытия функций, не требующие создания всех возможных подмножеств покрытия.

Marian Ligmanowski

**MINIMAL COVERING INCOMPLETELY SPECIFIED LOGICAL  
FUNCTIONS DETERMINING**

**Summary**

Two methods determining of minimal covering functions has been represented. Its no require forming of every possible subset covering.

Marian Ligmanowski

**CALCUL DE LA COUVERTURE MINIMALE DES FONCTIONS LOGIQUES  
PARTIELLEMENT DETERMINEES**

**R é s u m é**

On a démontré deux méthodes de calcul du domaine de la couverture minimale d'une fonction logique. Les deux méthodes ne demandent pas de la création de tout sousensembles possibles de la couverture.

Marian Ligmanowski

**BESTIMMUNG DER MINIMALEN DECKUNG  
DER TEILIG BESTIMMTEN LOGISCHEN FUNKTIONEN**

**Zusammenfassung**

Es werden die zwei Bestimmungsmethoden der minimalen Deckung der Funktion dargestellt, die die Schaffung der allen möglichen Teilmengen nicht benötigen.



Krzysztof Borzycki

621.391.63.052.9

**MODELE NADAJNIKA I ODBIORNIKA  
DO ŚWIATŁOWODOWEGO TRAKTU LINIOWEGO 155 Mbit/s**

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dn. 1991.04.10.

Przedstawiono podstawowe parametry cyfrowych systemów transmisyjnych ze zwielokrotnieniem synchronicznym (SDH) o przepływności 155 Mbit/s (STM-1). Opisano konstrukcję i wyniki badań modeli laboratoryjnych nadajnika i odbiornika światłowodowego 1300 nm współpracujących ze światłowodem jednomodowym.

## 1. WPROWADZENIE

W ciągu ostatnich trzech lat pojawiły się doniesienia o przygotowywaniu do produkcji przez czołowe firmy zachodnie [4] i postępującej w ramach CCITT [6, 7] standaryzacji cyfrowych systemów transmisyjnych o zwielokrotnieniu synchronicznym. Systemy te mają w najbliższych latach zastępować dotychczas stosowane cyfrowe systemy pleziochroniczne. Spowodowało to na przełomie lat 1989-90 zmianę programu odpowiednich prac badawczo-rozwojowych prowadzonych w Zakładzie Teletransmisji (Z-20) Instytutu Łączności. Zamiast kontynuowania rozpoczętych w 1989 r. prac dotyczących światłowodowego systemu 140 Mbit/s, postanowiono podjąć prace badawcze w zakresie nowej synchronicznej hierarchii cyfrowych światłowodowych systemów transmisyjnych, zgodnych z zaleceniami CCITT G.707, G.708, G.957 i G.958, biorąc pod uwagę ich przyszłe wprowadzenie do sieci krajowej [1, 5, 8].

W systemach o hierarchii synchronicznej podstawowym elementem jest tzw. synchroniczny moduł transportowy STM-1 ("Synchronous Transport Module-Level 1"). Moduł ten umożliwia two-

zenie sygnału zbiorczego o przepływności 155,520 Mbit/s w wyniku zwielokrotniania sygnałów PCM zgodnych z zaleceniem CCITT G.703 o przepływnościach 2,048; 8,448 lub 34,368 Mbit/s - stosowanych w Europie, a także np. 1,544; 6,312 i 44,376 Mbit/s - stosowanych w sieciach krajów Ameryki Pn. Synchroniczny moduł transportowy stanowi podstawę do tworzenia systemów transmisyjnych o wyższych przepływnościach (tablica 1).

Tablica 1

Przepływności binarne systemów  
ze zwielokrotnieniem synchronicznym

Oznaczenie	Przepływność binarna [kbit/s]
STM-1	155 520
STM-4	622 080 (4 x STM-1)
STM-16	2 488 320 (16 x STM-1)

W ramach prac prowadzonych w Ił wykonano i przetestowano m.in. modele nadajnika i odbiornika współpracujących z jednomodowym torem światłowodowym, będące przedmiotem dalszej części artykułu.

Nadchodzą też informacje o wstępnych pracach nad elementami systemu STM-64 (9 953,280 Mbit/s). Prace te jednak postępują powoli wskutek braku odpowiednio szybkich cyfrowych układów scalonych do budowy krotnic.

## 2. CHARAKTERYSTYKI TRAKTÓW LINIOWYCH 155 Mbit/s

Hierarchia określona nowym zestawem zaleceń CCITT oznaczana jest skrótem SDH ("Synchronous Digital Hierarchy", to jest "Synchroniczna Hierarchia Cyfrowa"); spotykane jest też, pochodzące z wczesnego okresu prac, określenie SONET ("Synchronous Optical NETwork", to jest "Synchroniczna Sieć Optyczna"), używane głównie w USA.

Przepływność binarna, należącego do rodziny SDH systemu wyższego rzędu, stanowi dokładną wielokrotność przepływności systemu poprzedzającego, co wynika z braku dopełniania.

Pierwsze systemy SDH oddano do eksploatacji w roku 1989, a na przełomie lat 1990/91 już próbnie eksploatowano pierwsze linie z systemami STM-16. Jako medium transmisyjne dla sieci synchronicznych przewidziano zasadniczo kable ze światłowodami jednomodowymi pracującymi przy długościach fali 1310 lub 1550 nm. Jednak wobec rozpowszechnionego stosowania mikrofalowych linii radiowych 140 Mbit/s należy spodziewać się szybkiego opracowania ich modyfikacji o przepływności 155 Mbit/s. Na początku br. w prasie specjalistycznej [np. 3] pojawiły się pierwsze reklamy, m.in. firmy NEC oferujące dostawy linii radiowych tego rodzaju.

Zalecenie G.958 definiuje sześć wersji traktów liniowych systemów z rodziny SDH, zależnie od wymaganej długości odcinka międzyregeneratorowego, roboczej długości fali i typu światłowodu; orientacyjny podział traktów 155 Mbit/s podano w tablicy 2. Istnieje ponadto możliwość transmisji sygnałów kablem współosiowym, na niewielką odległość (rzędu 100 m), np. pomiędzy stojakami poprzez elektryczny punkt styku w kodzie linowym CMI.

Tablica 2

Wersje traktów światłowodowych STM-1

Zastosowanie traktu	Łączy wewnątrz obiektów	Łączy pomiędzy obiektami				
		średniej długości		dalekosiężne		
Nominalna długość fali [nm]	1310	1310	1550	1310	1550	
Typ światłowodu wg zaleceń CCITT	G.652	G.652	G.652	G.652	G.652 G.654	G.653
Długość łącza lub odcinka międzyregeneratorowego [km]	≤ 2	≈ 15	≈ 15	≈ 45	≈ 75	≈ 75
Oznaczenie	I-1	S-1.1	S-1.2	L-1.1	L-1.2	L-1.3

Do realizacji modelowej systemu wybrano w Ił wersję L-1.1, a dla dalszych prac również wersję L-1.2. W obu przypadkach założono stosowanie kabli ze światłowodami jednomodowymi naj-



częściej używanego typu, zgodnymi z zaleceniem CCITT G.652. W tabelicy 3 zestawiono parametry optycznych punktów styku i toru optycznego, według zalecenia CCITT G.958, dla obu wyżej wymienionych wersji traktu liniowego 155 Mbit/s.

Tabela 3

Parametry optycznych punktów styku i toru światłowodowego  
wybranych wersji traktu STM-1 (155 520 kbit/s)

Parametr	Jednostka	Wersja traktu wg tabl. 2	
		L-1.1	L-1.2
Zakres długości fali nadajnika	nm	1280...1335	1480...1580
Typ lasera nadawczego	-	MM SM	SM
Szerokość spektralna promieniowania nadajnika	nm	$< 4^{*}$ ; $< 1^{**}$	$< 1^{**}$
Moc nadajnika (w punkcie S)	dBm	-5...0	-5...0
Współczynnik głębokości modulacji promieniowania nadajnika ("1"/"0")	dB	$> 10$	$> 10$
Tłumienność toru optycznego (S-R)	dB	10...28	10...28
Czułość odbiornika (punkt R) dla stopy błędów $10^{-10}$	dBm	$\leq -34$	$\leq -34$
Poziom przesterowania odbiornika dla stopy błędów $10^{-10}$	dBm	$\geq -10$	$\geq -10$
Dopuszczalne pogorszenie czułości odbiornika wskutek dyspersji i odbić w torze optycznym	dB	1	1
<p>S - punkt leżący w torze optycznym bezpośrednio za złączem światłowodowym nadajnika lecz przed ew. dodatkowymi złączami (np. stojaka przełącznicy);</p> <p>R - punkt leżący w torze optycznym bezpośrednio przed złączem światłowodowym odbiornika lecz za ew. innymi złączami;</p> <p>MM - laser półprzewodnikowy z rezonatorem Fabry-Perota, emitujący wielomodowo;</p> <p>SM - laser półprzewodnikowy emitujący jednomodowo, np. o złożonym sprzężeniu zwrotnym (DFB);</p> <p>*) - wartość mierzona na poziomie 50% maksimum;</p> <p>**) - wartość mierzona na poziomie 1% maksimum.</p>			

Wartości parametrów podane w tabl. 3 są wartościami gwarantowanymi w całym okresie życia urządzeń, w pełnym zakresie temperatur otoczenia, napięć zasilających itp. Oznacza to, że zawierają one margines mocy w granicach od 3 do 4 dB w stosunku do wartości uzyskiwanych podczas badań nowego urządzenia w optymalnych warunkach. Ze względu na stosunkowo wcześnie stadium opracowywania odpowiedniego zestawu zaleceń CCITT i minimalne doświadczenia eksploatacyjne mogą one jeszcze ulegać zmianom.

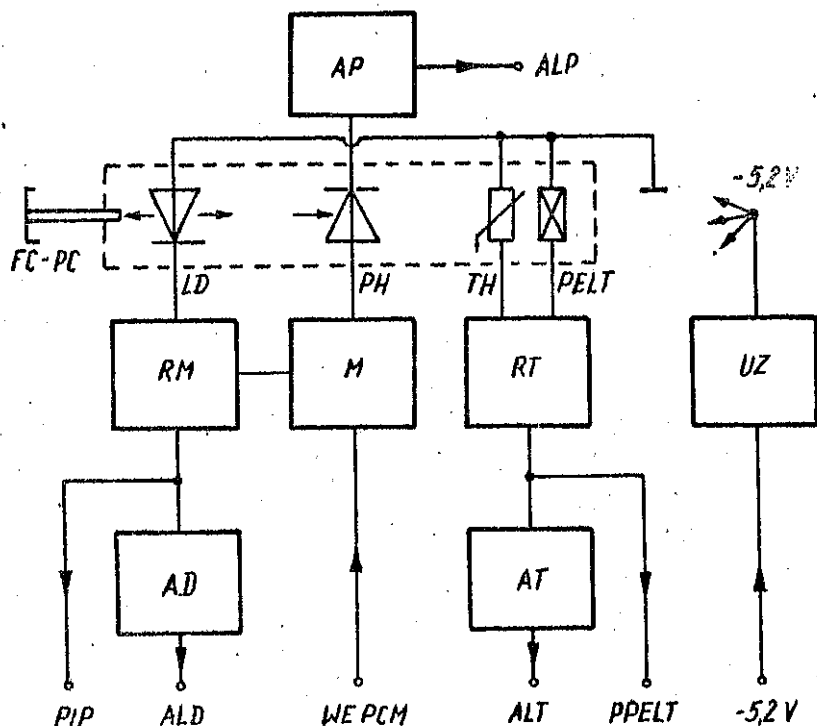
### 3. NADAJNIK

Dla zapewnienia jak najwyższej niezawodności i stabilności pracy nadajnika zastosowano w nim moduł laserowy (Siemens SFH 4430) wyposażony w termoelektryczny element chłodzący. Moduł ten jest fabrycznie sprzężony z odcinkiem światłowodu jednomodowego. Schemat blokowy nadajnika przedstawiono na rys. 1, a jego wygląd zewnętrzny pokazano na rys. 2.

Ponieważ w systemach transmisyjnych z rodziny SDH przyjęto przesyłanie sygnałów cyfrowych zdalnego nadzoru i łączności służbowej w ramce sygnału PCM, nadajnik nie jest zaopatrzony w układy wydzielonej transmisji wspomnianych sygnałów.

Laser półprzewodnikowy (LD) jest zasilany prądem stałym (polaryzacji) z regulatora mocy wyjściowej (RM) i prądem pulsującym z modulatora PCM (M). Prąd modulacji ma postać impulsów prostokątnych (o stałej amplitudzie wynoszącej około 20 mA - dobieranej zależnie od egzemplarza lasera) odpowiadających przebiegowi przesyłanego sygnału PCM. W stopniu wyjściowym modulatora pracują tranzystory BFR 90 w układzie różnicowym. Czasy narastania i opadania impulsów prądowych nie przekraczają 1,5 ns.

Dla zachowania stałości poziomów mocy wyjściowej odpowiadających stanom "0" i "1", niezależnie od zmian wypełnienia nadawanego sygnału PCM, napięcie odniesienia regulatora mocy jest (dzięki sprzężeniu z układem modulatora) proporcjonalne do wypełnienia sygnału, odmiennie niż we wcześniej opracowanym w Ił nadajniku systemu 34 Mbit/s [2]. Zadaniem regulatora

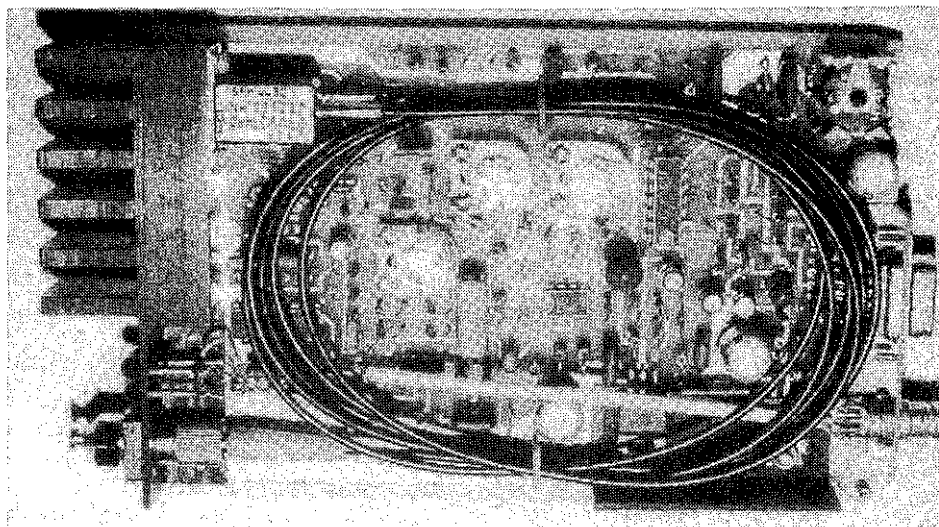


Rys. 1. Schemat blokowy nadajnika laserowego 155 Mbit/s

LD - laser półprzewodnikowy, PH - fotodioda kontrolna, TH - termistor, PELT - element termoelektryczny Peltiera, UZ - układ zabezpieczenia zasilania, RM - regulator mocy wyjściowej, AD - układ sygnalizacji degradacji LD, ALD - wyjście alarmu degradacji, PIP - pomiar prądu polaryzacji, RT - regulator temperatury LD, AT - układ sygnalizacji przegrzania LD, ALT - wyjście alarmu przegrzania LD, PPELT - pomiar prądu elementu Peltiera, AP - układ sygnalizacji spadku mocy wyjściowej, ALP - wyjście alarmu spadku mocy wyjściowej

(RM) jest kompensowanie wpływu zmian wartości prądu progowego lasera, spowodowanych głównie jego starzeniem oraz zmianami temperatury otoczenia. Wartość prądu progowego (której w przybliżeniu odpowiada wartość prądu polaryzacji) stanowi istotną informację o pracy nadajnika i przebiegu degradacji lasera. Jego wzrost powyżej ustalonego progu (wynoszącego 50 mA wobec typowej wartości początkowej zawierającej się

w granicach od 20 do 35 mA) jest sygnalizowany przez układ alarmowy (ALD). Alarm ten pojawia się zanim dojdzie do zaburzeń transmisji, pozwalając w dogodnym momencie na wymianę modułu przez obsługę.



Rys. 2. Wygląd zewnętrzny nadajnika

Sygnalizowane jest także zmniejszenie średniej wartości mocy wyjściowej nadajnika poniżej 50% wartości nominalnej, niezależnie od jego przyczyny (układ alarmowy AP), którą może być m.in. uszkodzenie lasera i układów regulacyjnych lub zanik bądź anormalny przebieg (wypełnienie poniżej 25%) wejściowego sygnału cyfrowego, np. wskutek uszkodzenia krotnicy.

Układ regulatora temperatury (RT) ogranicza maksymalną temperaturę podłoża lasera do  $+25^{\circ}\text{C}$ . Pomiar temperatury umożliwia termistor (TH) wbudowany w moduł laserowy i zamocowany na wspólnym podłożu z laserem półprzewodnikowym. Podzespół wykonawczy stanowi element termoelektryczny Peltiera (PELT) wmontowany pomiędzy podłoże a obudowę modułu, który pod wpływem przepływającego prądu stałego wymusza przepływ ciepła od podłoża do obudowy modułu laserowego połączonej z radiatoro-

rem stanowiącym płytę czołową nadajnika. Regulator nie przeciwdziała spadkowi temperatury lasera poniżej  $+25^{\circ}\text{C}$ , w przypadku znacznego ( $< +10^{\circ}\text{C}$ ) obniżenia temperatury otoczenia. Wzrost temperatury otoczenia - powodujący osiągnięcie maksymalnej projektowanej wartości prądu elementu Peltiera (650 mA) i niekontrolowane nagrzewanie struktury lasera półprzewodnikowego - jest sygnalizowany przez kolejny układ alarmowy (AT). W praktyce okazało się, że układ termostatu posiada znaczną rezerwę. Wartość prądu elementu Peltiera wynosi około 150 mA podczas pracy nadajnika w temperaturze otoczenia równej  $+50^{\circ}\text{C}$ .

Moduł laserowy SFH 4430 ma wyprowadzony odcinek kabla stacyjnego ze światłowodem jednomodowym o średnicach 10/125  $\mu\text{m}$ . Na jego końcu zamontowano wtyk złącza światłowodowego typu FC-PC firmy 3M. Złącze światłowodowe umieszczono na płycie czołowej nadajnika. Straty wtrąceniowe złącza wynoszą ok. 0,35 dB, zależnie od wtyku współpracującego i użytego w nim światłowodu.

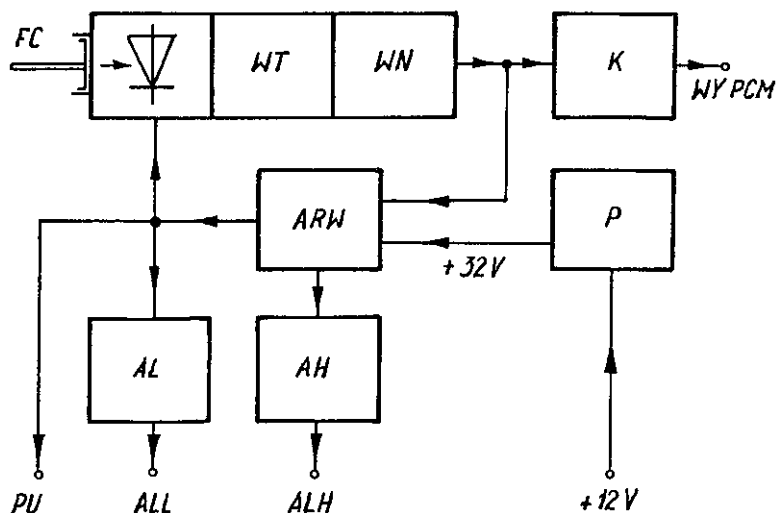
Do ochrony układów nadajnika, a zwłaszcza bardzo kosztownego (1300 USD) modułu laserowego, przed przepięciami lub odwróceniem polaryzacji napięcia zasilającego, zastosowano układ zabezpieczająco-filtrujący (UZ), zapewniający m.in. powolne liniowe narastanie napięcia w ciągu 2 sekund od chwili włączenia zasilania ( $-5,2\text{ V}$ ) i ograniczający jego maksymalną wartość do  $-6\text{ V}$ , co eliminuje szkodliwe stany nieustalone.

Pobór prądu przez nadajnik (podczas normalnej pracy w temperaturze otoczenia  $+25^{\circ}\text{C}$ ) wynosi 218 mA, a w temperaturze  $+40^{\circ}\text{C}$  wzrasta do 310 mA. Moc wyjściowa (w punkcie "S" za złączem) wynosi  $-1,3\text{ dBm}$  dla stanu "1";  $-4,3\text{ dBm}$  dla sygnału o wypełnieniu 50% i  $-14,1\text{ dBm}$  dla stanu "0".

#### 4. ODBIORNIK

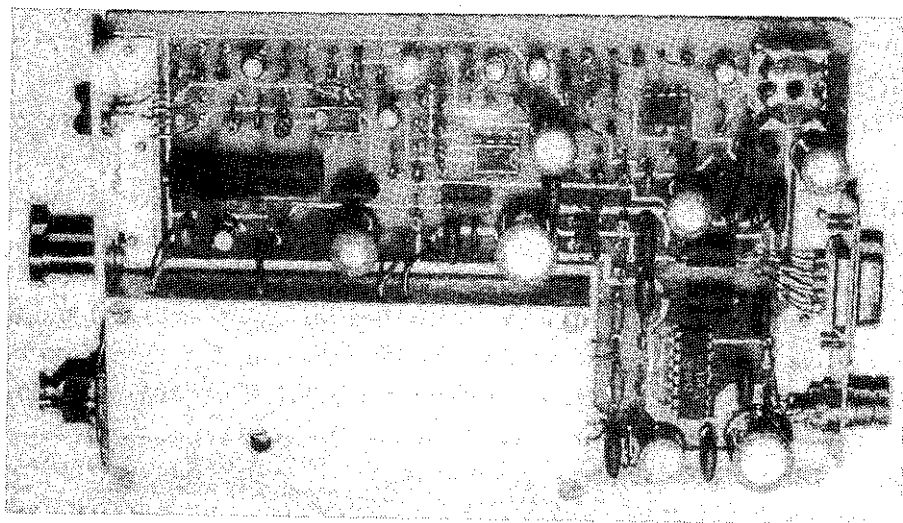
Schemat blokowy odbiornika przedstawiono na rys. 3, natomiast wygląd zewnętrzny pokazano na rys. 4.

Jako fotodetektor została użyta germanowa fotodiody lawinowa typu CG 4100 firmy CIT-Alcatel, o średnicy obszaru czynnego 50  $\mu\text{m}$ . Z użycia fotodiody lawinowej typu InGaAs musiano zrezy-



Rys. 3. Schemat blokowy odbiornika 155 Mbit/s

WT - przedwzmacniacz transimpedancyjny, WN - wzmacniacz napięciowy + filtr, K - komparator, P - przetwornica napięcia stałego +12/+32 V, ARW - układ automatycznej regulacji wzmocnienia, AL - układ sygnalizacji zaniku sygnału odbieranego, ALL - wyjście alarmu zaniku, AH - układ sygnalizacji przesterowania, ALH - wyjście alarmu przesterowania, PU - pomiar napięcia polaryzacji fotodiody



Rys. 4. Wygląd zewnętrzny odbiornika

gnować ze względu na cenę przekraczającą 1000 USD (na przełomie lat 1989/90). Wiosną 1990 r. dysponowano tylko fotodiodą w obudowie typu TO-18 z okienkiem szklanym, nie sprzężoną ze światłowodem. Została ona oprawiona w wykonaną w Ił oprawkę soczewkową z adapterem złącza światłowodowego FC, co jednak obniżyło czułość wskutek strat i odbić w układzie sprzęgającym, a także od okienka obudowy TO-18.

Czułość fotodiody w oprawce, mierzona bez powielania, wynosi 0,38 A/W dla  $\lambda = 1300$  nm; nowszego typu fotodiody firmy Siemens (SFH 2323), sprzężona fabrycznie ze światłowodem wielomodowym 50/125  $\mu\text{m}$  i zaopatrzona w Ił w złącze FC-PC, posiada czułość 0,80 A/W.

Fotodiody współpracuje z przedwzmacniaczem transimpedancyjnym (WT) na tranzystorach bipolarnych (BFR 90). Rezystancja sprzężenia zwrotnego wynosi 7,5 k $\Omega$ . Fotodiody wraz z oprawką i wzmacniaczami: wstępnym (WT) oraz napięciowym (WN), znajdują się w aluminiowej obudowie ekranującej. Szerokość pasma przenoszonego przez część analogową odbiornika wynosi 105 MHz (-3 dB).

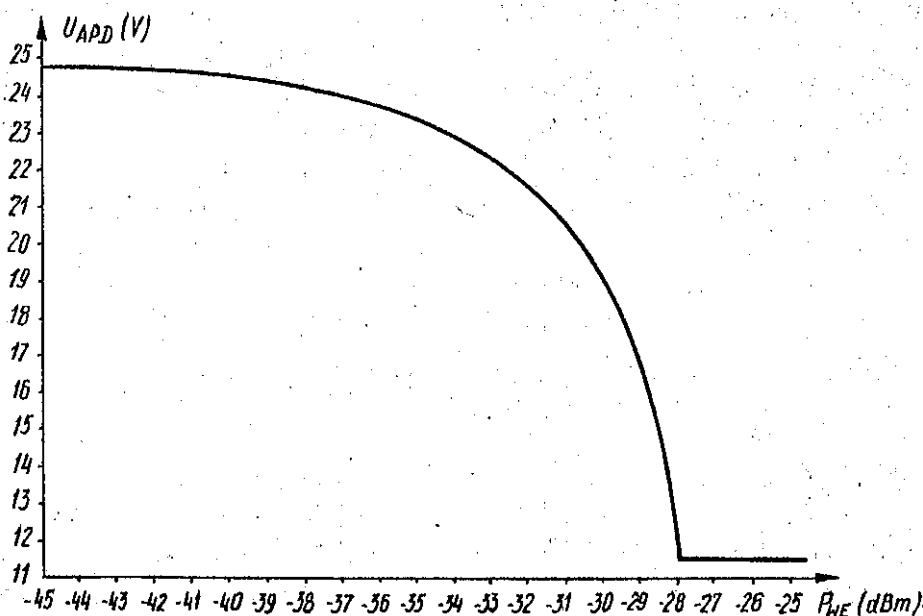
Jako komparator (K) wykorzystano połączone w szereg trzy inwertery z układu scalonego MECL III (Motorola MC 1692L); wyspecjalizowany komparator scalony ECL (MC 1651) nie był dostępny.

Układ automatycznej regulacji wzmocnienia (ARW) wykorzystuje zmiany wartości współczynnika powielania fotodiody lawinowej pod wpływem zmian przyłożonego napięcia polaryzacji; wzmocnienie obu wzmacniaczy nie jest regulowane. Układ ARW działa w zakresie zmian mocy sygnału odbieranego wynoszącym ok. 13 dB, utrzymując na wejściu komparatora wartość międzyszczytową napięcia równą 400 mV. Maksymalna dopuszczalna wartość mocy wejściowej (poziom przesterowania) wynosi ok. -18 dBm i jest ograniczona przesterowaniem wzmacniacza napięciowego (WN). Próby na modelu zaopatrzonym w dodatkowy ogranicznik z diodami Schottky'ego pozwoliły podwyższyć tę wartość od -9 do -12 dBm.

Użyteczna wartość współczynnika powielania fotodiody CG 4100, zapewniającego minimalną wartość mocy odbieranej dla stopy

błędów równej  $10^{-10}$ , wynosi w badanym modelu około 9 (9,5 dB), co jest typowe dla germanowych fotodiod lawinowych cechujących się wysokim powielanym prądem ciemnym. Dla porównania, krzemowe fotodiody lawinowe używane w systemach transmisyjnych pracujących przy długości fali 850 nm pozwalają uzyskać użyteczną wartość współczynnika powielania  $M$  w granicach od 50 do 100.

Wykrywanie zaniku sygnału odbieranego (alarm pilny ALL) odbywa się przez porównanie wartości napięcia polaryzacji fotodiody z ustalonym (nastawnym) progiem w układzie sygnalizacji (AL). Zaletą takiego rozwiązania jest prostota i możliwość regulacji progu działania; wadą - wrażliwość na wpływ temperatury i konieczność indywidualnej regulacji dla danego egzemplarza fotodiody.



Rys. 5. Zależność napięcia polaryzacji fotodiody od poziomu mocy sygnału optycznego na wejściu odbiornika (długość fali 1297 nm, 155 Mbit/s, wypełnienie 50%)

Wykrywanie przesterowania (przez układ AH) polega na stwierdzeniu przekroczenia określonej wartości prądu przepływającego przez fotodiodę (4  $\mu A$ ). Pomiar napięcia polaryzacji



fotodiody przez dzielnik (PU) umożliwia oszacowanie poziomu mocy odbieranego sygnału, o ile mieści się ona w zakresie działania ARW (-28...-42 dBm). Charakterystyka napięcia polaryzacji w funkcji poziomu mocy odbieranego sygnału jest niestety silnie nieliniowa (rys. 5).

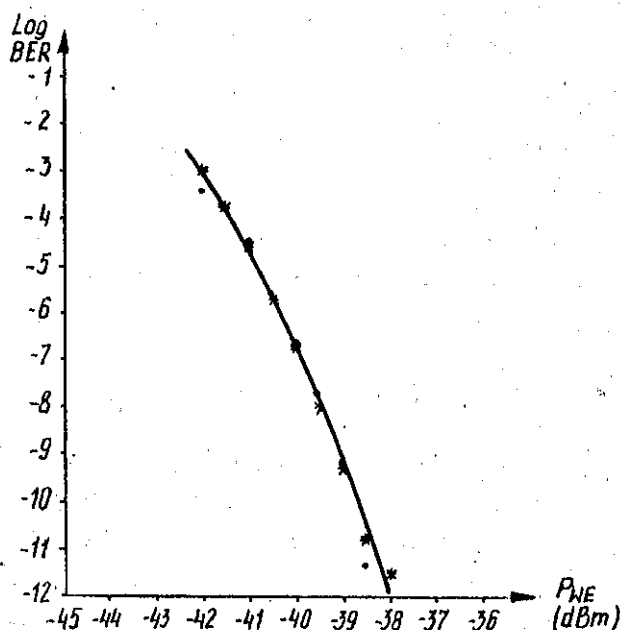
Pobór prądu przez odbiornik wynosi 138 mA (-5,2 V) i 95 mA (+12 V); czułość dla  $\lambda = 1300$  nm i stopy błędów  $10^{-10}$  jest równa -38,7 dBm.

## 5. TOR OPTYCZNY

Do badań systemu 155 Mbit/s wykonano laboratoryjny model odcinka międzyregeneratorowego ze światłowodu jednomodowego optymalizowanego dla  $\lambda = 1300$  nm, zgodnego z zaleceniem CCITT G.652. Sześć nawiniętych na szpulach odcinków światłowodu produkcji firmy Optical Fibres (Wlk. Brytania) o łącznej długości 41,0 km połączono metodą elektrycznego zgrzewania łukowego, uzyskując całkowitą tłumienność 18,0 dB dla  $\lambda = 1297$  nm (0,439 dB/km). Linia modelowa jest na obu końcach zaopatrzona w odcinki kabla stacyjnego produkcji FK Ożarów zakończone złączami FC-PC.

## 6. POMIARY TRANSMISYJNE

Pomiary charakterystyki stopy błędów w funkcji mocy odbieranego sygnału zostały wykonane dla transmisji ciągu pseudolosowego z analizatora systemów PCM (Siemens P 2032, Anritsu ME 520B) dla dwóch przypadków: transmisji tylko przez tłumik optyczny (Anritsu MN 924A) z krótkimi (ok. 8 m) przewodami połączeniowymi, a następnie przez opisaną powyżej linię długości 41 km "uzupełnioną" tłumikiem. Nie stwierdzono mierzalnego wpływu dyspersji toru optycznego na czułość odbiornika - uzyskane charakterystyki (rys. 6) dokładnie pokrywają się. Nie obserwowano istnienia tzw. "podłogi" stopy błędów ("error floor") - aż do wartości znacznie poniżej  $10^{-12}$  podczas 5-godzinnej transmisji bez błędów. Wybrane wyniki badań zestawiono w tablicy 4.



Rys. 6. Stopa błędów transmisji w funkcji poziomu mocy na wejściu odbiornika

(•) - transmisja przez tłumik, (\*) - transmisja przez linię 41 km (dł. fali 1297 nm, 155 Mbit/s, ciąg pseudolosowy  $2^{15}-1$ ).

Tablica 4

Wybrane wyniki badań modeli nadajnika i odbiornika światłowodowego STM-1

Parametr	Jednostka	Wartość uzyskana
Moc nadajnika (punkt S)	dBm	-4,3
Współczynnik głębokości modulacji ("1"/"0")	dB	12,8
Tłumienność toru optycznego (S-R) <sup>*)</sup>	dB	30,4
Czułość odbiornika (punkt R) dla stopy błędów $10^{-10}$	dBm	-38,7
Poziom przesterowania odbiornika	dBm	-18,0
Długość fali promieniowania nadajnika <sup>**)</sup>	nm	1297
Szerokość spektralna promieniowania nadajnika <sup>**)</sup>	nm	2,4
<sup>*)</sup> - przyjmując margines równy 4 dB;		
<sup>**)</sup> - wg badań fabrycznych modułu laserowego		

Wykonane modele nadajnika i odbiornika w zasadzie spełniają wymagania określone w dokumentach CCITT, z wyjątkiem:

- poziomu przesterowania odbiornika;
- funkcjonowania układu sygnalizacji zaniku sygnału odbieranego (ALL).

Długość odcinka międzyregeneratorowego przy zachowaniu typowych rezerw obliczeniowych i użyciu światłowodu o tłumienności 0,4 dB/km wynosi 60 km.

## 7. PERSPEKTYWY DALSZYCH BADAŃ

W miarę dostępności środków finansowych, aparatury pomiarowej i podzespołów przewidywane jest prowadzenie dalszych badań nad traktem światłowodowym 155 Mbit/s, obejmujących m.in.:

- wykonanie nowego odbiornika z fotodiodą typu SFH 2323 i ulepszonym wzmacniaczem; osiągalną czułość i poziom przesterowania można szacować na odpowiednio -42 dBm i -10 dBm;
- przeprowadzenie prób transmisji przez tor optyczny o większej długości (60...90 km);
- wykonanie nadajników: laserowego 1550 nm i z diodą LED 1300 nm;
- badanie niezawodności, zwłaszcza nadajników.

## WYKAZ LITERATURY

1. Koncepcja zastosowania synchronicznej hierarchii teletransmisyjnych systemów cyfrowych w krajowej sieci telekomunikacyjnej. Instytut Łączności, 1990.
2. Kowar J., Borzycki K., Podejko J., Jaworski M.: Optoelektroniczne urządzenia końcowe traktu światłowodowego 34 Mbit/s. Materiały IV Krajowego Sympozjum "Światłowody i ich zastosowania", Warszawa PKiN, 11-13 lutego 1986 r., t. 1, s. 310-317.
3. NEC Newscope No 145. Communications International, vol. 18, No 2, February 1991, p. 29.

4. SONET Transport Product Family - Planning Guide. Wyd. 3.1, 1989, Alcatel Network Systems.
5. Wstępne wymagania techniczno-eksploatacyjne na światłowodowe trasy liniowe systemu o przepływności 155 520 kbit/s (STM-1) pracujące na długościach fal 1310 i 1550 nm. Instytut Łączności, 1990.
6. Zalecenie CCITT G.957: Optical interface for equipments and systems relating to the synchronous digital hierarchy. Blue Book, 1990.
7. Zalecenie CCITT G.958: Digital line systems based on the synchronous digital hierarchy for use on optical fibre cables. Blue Book, 1990.
8. Żurawski M., Zagrobelny T., Miłek J., Mieszczanek J.: Nowa synchroniczna hierarchia teletransmisyjnych systemów cyfrowych jako środek do budowy nowoczesnej sieci telekomunikacyjnej. Przegląd Telekomunikacyjny, vol. 63, Nr 10-11/1990, s. 185-189.

Кшиштоф Божицки

МОДЕЛИ ПЕРЕДАТЧИКА И ПРИЕМНИКА  
ОПТИЧЕСКОГО ЛИНЕЙНОГО ТРАКТА 155 Мбит/с

Р е з ю м е

Представлено основные параметры цифровых систем связи с синхронным уплотнением с пропускной способностью 155 Мбит/с /STM-I/. Описано конструкцию и результаты испытаний лабораторных моделей передатчика и приемника оптического диапазона волн 1300 нм работающих с одномодовыми световодами.

Krzysztof Borzycki

**OPTICAL FIBER TRANSMITTER AND RECEIVER MODULES  
FOR 155 Mbit/s TRANSMISSION SYSTEM**

**Summary**

Basic parameters of 155 Mbit/s digital transmission systems (STM-1) belonging to the synchronous hierarchy (SDH) are presented. Also described are design and results of testing of experimental single mode 1300 nm optical fibre transmitter and receiver units.

Krzysztof Borzycki

**LES MODELES D'UN EMETTEUR ET D'UN RECEPTEUR  
POUR UNE LIAISON OPTIQUE A 155 Mbit/s**

**Résumé**

On démontre des caractéristiques de base des systèmes numériques de transmission basés sur la hiérarchie numérique synchrone (SDH) à débit 155 Mbit/s (STM-1). On décrit la construction et les résultats des essais des modèles laboratoires de l'émetteur et de récepteur optique de 1300 nm interfonctionnés avec fibre optique monomode.

Krzysztof Borzycki

**MODELLE DES SENDERS UND EMPFÄNGERS FÜR 155 Mbit/s  
LICHTWELLENÜBERTRAGUNGSLEITER**

**Zusammenfassung**

Es wurden die Grundparameter der digitalen Übertragungssysteme mit synchronischen Multiplex (SDM) und 155 Mbit/s (STM-1) Übertragungsrate dargestellt. Es wurden die Konstruktion und die Untersuchungsergebnisse des mit Einmodenlichtwellenleiter zusammenarbeitenden 1300 nm Senders und Empfängers beschrieben.

0

2

B

P

1

2

## AUTORZY



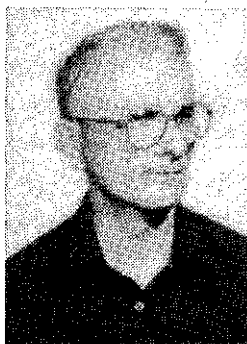
Mgr inż. Krzysztof Borzycki, urodzony w Warszawie 10 sierpnia 1959 r.; ukończył studia na Wydziale Elektrycznym Politechniki Warszawskiej w 1982 r. Od 1982 r. pracuje w Instytucie Łączności w Warszawie, zajmując się początkowo konstruowaniem przyrządów do elektrycznego zgrzewania łukowego światłowodów i aparatury pomiarowej tłumienności spektralnej oraz dyspersji modowej światłowodów wielomodowych, a następnie pracami nad światłowodowymi systemami transmisyjnymi 34, 140 i 155 Mbit/s i ponadto testowaniem ich podzespołów.



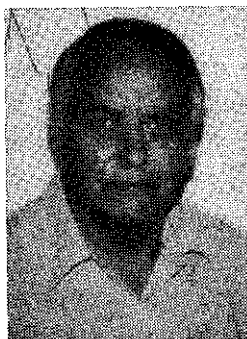
Dr inż. Lucjan Gęborys urodził się w 1939 r. w Równem. Studia na Wydziale Elektrycznym Wieczorowej Szkoły Inżynierskiej ukończył w roku 1963. Od roku 1957 do chwili obecnej pracuje w Instytucie Łączności, początkowo w Zakładzie Komunikacji Mikrofalowej, a od 1971 roku w Zakładzie Systemów i Sieci Telekomunikacyjnych. W 1975 roku uzyskał stopień doktora nauk technicznych. Jego głównymi specjalnościami są zagadnienia linii radiowych oraz programowania rozwoju sieci telekomunikacyjnej. W tych dziedzinach jest autorem licznych prac naukowo-badawczych, a także współautorem dwóch patentów. W latach 1976/77 pracował w Instytucie Telekomunikacji w Oranie (Algeria) jako ekspert Międzynarodowej Unii Telekomunikacyjnej, gdzie m.in. prowadził zajęcia dydaktyczne z dziedziny linii radiowych oraz opracował odpowiedni podręcznik. W latach następnych - ja-



ko ekspert UIT w dziedzinie transmisji -  
- brał udział w opracowaniu programów rozwoju telekomunikacji 4 państw afrykańskich: Konga, Republiki Środkowoafrykańskiej, Togo i Kamerunu. Jest również współautorem aktualnych koncepcji technicznego rozwoju sieci telekomunikacyjnej w Polsce.



Doc. dr inż. Arnold Kawecki, urodzony w 1927 r., ukończył studia w 1951 r. na Wydziale Elektrycznym Politechniki Gdańskiej, specjalność: radiotechnika. Do 1964 r. pracował w Przemysłowym Instytucie Telekomunikacji w dziedzinie radiolokacji (konstrukcja urządzeń radiolokacyjnych), a następnie w Instytucie Meteorologii i Gospodarki Wodnej, zajmując się problemami wykorzystania radiolokacji do pomiaru opadów atmosferycznych na wielkich terytoriach i do ostrzegania lotnictwa przed niebezpiecznymi zjawiskami. Od 1978 r. pracuje w Instytucie Łączności w dziedzinie propagacji fal w mikrofalowych liniach ziemskich i satelitarnych. Stopień doktora nauk technicznych uzyskał w 1968 roku na Wydziale Elektroniki Politechniki Warszawskiej. Jest autorem ponad 50 publikacji, kilkunastu projektów urządzeń oraz konstrukcji radarowych.



Mgr inż. Wojciech Parobczak urodził się w 1943 roku we Lwowie. Po ukończeniu Politechniki Gdańskiej rozpoczął pracę w Przemysłowym Instytucie Telekomunikacji, specjalizując się w zagadnieniach z techniki mikrofalowej. Opracował obciążenie mikrofalowe szerokopasmowe na zakres  $0 \div 12$  GHz, na które uzyskał ochronę patentową (wzór użytkowy).

Od 1984 r. pracuje w Instytucie łączności O/Gdańsk, gdzie między innymi zajmuje się filtracją sygnałów zakresu częstotliwości do 1 GHz.



Prof. dr inż. Andrzej Zieliński urodził się w 1934 r. W 1959 r. ukończył Wydział łączności Politechniki Warszawskiej, uzyskując tytuł magistra inżyniera. W tej samej uczelni w 1966 roku otrzymał stopień naukowy doktora nauk technicznych. W 1979 roku uzyskał tytuł naukowy profesora nadany przez Radę Państwa. W latach 1957-70 był pracownikiem naukowym Politechniki Warszawskiej. Od 1970 roku pracuje w Instytucie łączności, pełniąc funkcję dyrektora naczelnego. W latach 1981-90 był członkiem Komitetu Nauki i Postępu Technicznego przy Radzie Ministrów.

Mgr inż. Edward Dumania - notkę biograficzną wydrukowano w Pracach Instytutu łączności, nr 85, 1979.

Doc. dr inż. Marian Ligmanowski - notkę biograficzną wydrukowano w Pracach Instytutu łączności, nr 87, 1980.